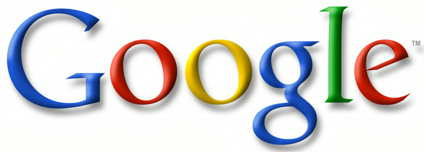


Acerca de este libro

Esta es una copia digital de un libro que, durante generaciones, se ha conservado en las estanterías de una biblioteca, hasta que Google ha decidido escanearlo como parte de un proyecto que pretende que sea posible descubrir en línea libros de todo el mundo.

Ha sobrevivido tantos años como para que los derechos de autor hayan expirado y el libro pase a ser de dominio público. El que un libro sea de dominio público significa que nunca ha estado protegido por derechos de autor, o bien que el período legal de estos derechos ya ha expirado. Es posible que una misma obra sea de dominio público en unos países y, sin embargo, no lo sea en otros. Los libros de dominio público son nuestras puertas hacia el pasado, suponen un patrimonio histórico, cultural y de conocimientos que, a menudo, resulta difícil de descubrir.

Todas las anotaciones, marcas y otras señales en los márgenes que estén presentes en el volumen original aparecerán también en este archivo como testimonio del largo viaje que el libro ha recorrido desde el editor hasta la biblioteca y, finalmente, hasta usted.

Normas de uso

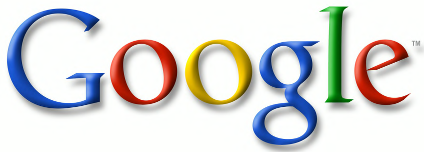
Google se enorgullece de poder colaborar con distintas bibliotecas para digitalizar los materiales de dominio público a fin de hacerlos accesibles a todo el mundo. Los libros de dominio público son patrimonio de todos, nosotros somos sus humildes guardianes. No obstante, se trata de un trabajo caro. Por este motivo, y para poder ofrecer este recurso, hemos tomado medidas para evitar que se produzca un abuso por parte de terceros con fines comerciales, y hemos incluido restricciones técnicas sobre las solicitudes automatizadas.

Asimismo, le pedimos que:

+ *Haga un uso exclusivamente no comercial de estos archivos* Hemos diseñado la Búsqueda de libros de Google para el uso de particulares; como tal, le pedimos que utilice estos archivos con fines personales, y no comerciales.
+ *No envíe solicitudes automatizadas* Por favor, no envíe solicitudes automatizadas de ningún tipo al sistema de Google. Si está llevando a cabo una investigación sobre traducción automática, reconocimiento óptico de caracteres u otros campos para los que resulte útil disfrutar de acceso a una gran cantidad de texto, por favor, envíenos un mensaje. Fomentamos el uso de materiales de dominio público con estos propósitos y seguro que podremos ayudarle.
+ *Conserve la atribución* La filigrana de Google que verá en todos los archivos es fundamental para informar a los usuarios sobre este proyecto y ayudarles a encontrar materiales adicionales en la Búsqueda de libros de Google. Por favor, no la elimine.
+ *Manténgase siempre dentro de la legalidad* Sea cual sea el uso que haga de estos materiales, recuerde que es responsable de asegurarse de que todo lo que hace es legal. No dé por sentado que, por el hecho de que una obra se considere de dominio público para los usuarios de los Estados Unidos, lo será también para los usuarios de otros países. La legislación sobre derechos de autor varía de un país a otro, y no podemos facilitar información sobre si está permitido un uso específico de algún libro. Por favor, no suponga que la aparición de un libro en nuestro programa significa que se puede utilizar de igual manera en todo el mundo. La responsabilidad ante la infracción de los derechos de autor puede ser muy grave.

Acerca de la Búsqueda de libros de Google

El objetivo de Google consiste en organizar información procedente de todo el mundo y hacerla accesible y útil de forma universal. El programa de Búsqueda de libros de Google ayuda a los lectores a descubrir los libros de todo el mundo a la vez que ayuda a autores y editores a llegar a nuevas audiencias. Podrá realizar búsquedas en el texto completo de este libro en la web, en la página `http://books.google.com`



Über dieses Buch

Dies ist ein digitales Exemplar eines Buches, das seit Generationen in den Regalen der Bibliotheken aufbewahrt wurde, bevor es von Google im Rahmen eines Projekts, mit dem die Bücher dieser Welt online verfügbar gemacht werden sollen, sorgfältig gescannt wurde.

Das Buch hat das Urheberrecht überdauert und kann nun öffentlich zugänglich gemacht werden. Ein öffentlich zugängliches Buch ist ein Buch, das niemals Urheberrechten unterlag oder bei dem die Schutzfrist des Urheberrechts abgelaufen ist. Ob ein Buch öffentlich zugänglich ist, kann von Land zu Land unterschiedlich sein. Öffentlich zugängliche Bücher sind unser Tor zur Vergangenheit und stellen ein geschichtliches, kulturelles und wissenschaftliches Vermögen dar, das häufig nur schwierig zu entdecken ist.

Gebrauchsspuren, Anmerkungen und andere Randbemerkungen, die im Originalband enthalten sind, finden sich auch in dieser Datei – eine Erinnerung an die lange Reise, die das Buch vom Verleger zu einer Bibliothek und weiter zu Ihnen hinter sich gebracht hat.

Nutzungsrichtlinien

Google ist stolz, mit Bibliotheken in partnerschaftlicher Zusammenarbeit öffentlich zugängliches Material zu digitalisieren und einer breiten Masse zugänglich zu machen. Öffentlich zugängliche Bücher gehören der Öffentlichkeit, und wir sind nur ihre Hüter. Nichtsdestotrotz ist diese Arbeit kostspielig. Um diese Ressource weiterhin zur Verfügung stellen zu können, haben wir Schritte unternommen, um den Missbrauch durch kommerzielle Parteien zu verhindern. Dazu gehören technische Einschränkungen für automatisierte Abfragen.

Wir bitten Sie um Einhaltung folgender Richtlinien:

+ *Nutzung der Dateien zu nichtkommerziellen Zwecken* Wir haben Google Buchsuche für Endanwender konzipiert und möchten, dass Sie diese Dateien nur für persönliche, nichtkommerzielle Zwecke verwenden.
+ *Keine automatisierten Abfragen* Senden Sie keine automatisierten Abfragen irgendwelcher Art an das Google-System. Wenn Sie Recherchen über maschinelle Übersetzung, optische Zeichenerkennung oder andere Bereiche durchführen, in denen der Zugang zu Text in großen Mengen nützlich ist, wenden Sie sich bitte an uns. Wir fördern die Nutzung des öffentlich zugänglichen Materials für diese Zwecke und können Ihnen unter Umständen helfen.
+ *Beibehaltung von Google-Markenelementen* Das "Wasserzeichen" von Google, das Sie in jeder Datei finden, ist wichtig zur Information über dieses Projekt und hilft den Anwendern weiteres Material über Google Buchsuche zu finden. Bitte entfernen Sie das Wasserzeichen nicht.
+ *Bewegen Sie sich innerhalb der Legalität* Unabhängig von Ihrem Verwendungszweck müssen Sie sich Ihrer Verantwortung bewusst sein, sicherzustellen, dass Ihre Nutzung legal ist. Gehen Sie nicht davon aus, dass ein Buch, das nach unserem Dafürhalten für Nutzer in den USA öffentlich zugänglich ist, auch für Nutzer in anderen Ländern öffentlich zugänglich ist. Ob ein Buch noch dem Urheberrecht unterliegt, ist von Land zu Land verschieden. Wir können keine Beratung leisten, ob eine bestimmte Nutzung eines bestimmten Buches gesetzlich zulässig ist. Gehen Sie nicht davon aus, dass das Erscheinen eines Buchs in Google Buchsuche bedeutet, dass es in jeder Form und überall auf der Welt verwendet werden kann. Eine Urheberrechtsverletzung kann schwerwiegende Folgen haben.

Über Google Buchsuche

Das Ziel von Google besteht darin, die weltweiten Informationen zu organisieren und allgemein nutzbar und zugänglich zu machen. Google Buchsuche hilft Lesern dabei, die Bücher dieser Welt zu entdecken, und unterstützt Autoren und Verleger dabei, neue Zielgruppen zu erreichen. Den gesamten Buchtext können Sie im Internet unter `http://books.google.com` durchsuchen.

Google



Digitized by Google

Digitized by Google

Digitized by Google

Digitized by Google

DEC 23 1920

Band 15. Januar 1920. Heft 1.

Jahrbuch

Zeitschrift für

drahtlose Telegraphie und Telephonie

sowie

des Gesamtgebietes der elektromagnetischen Schwingungen.

Unter Mitarbeit

von

Prof. **M. Abraham**, Dr. Graf **v. Arco** (Berlin), Prof. Dr. **L. W. Austin** (Washington), Prof. **Barkhausen** (Dresden), Dr. **W. Burstyn** (Wien), Reg.-Rat **Eales** (Groß-Lichterfelde), Dr. **A. Esau** (Berlin), Dr. **Lee de Forest** (New York), Prof. **Josef Geitler** (Wien), Ingenieur **W. Hahnemann** (Kiel), Prof. **Kiebitz** (Berlin), Dr. **A. Meissner** (Berlin), Dr. **H. G. Möller** (Hamburg), Dr. **E. Nesper** (Wien), Ingenieur Dr. **Vald. Poulsen** (Kopenhagen), Dr. **Rottgardt** (Berlin), Oberingenieur **Scheller** (Berlin), Prof. **Sommerfeld** (München), Prof. **Freiherr Rausch v. Traubenberg** (Göttingen)

und unter besonderer Mitwirkung von

Prof. Dr. ing. h. c. Max Wien und **Prof. Dr. J. Zenneck**

herausgegeben von

Prof. Dr. Heinr. Faßbender

(Privatdozent an der Techn. Hochschule Berlin).




UNIVERSITY OF CALIFORNIA LIBRARY

Berlin W.

Verlag von M. Krayn.

1920.

Die Ausgabe erfolgt in Heften. 6 Hefte bilden einen Band. Preis des Bandes ℳ 25.—. Porto für die direkte Zusendung im Inlande ℳ 1.20, nach dem Auslande ℳ 1.60. Preis des Heftes ℳ 5.—.

Alle Buchhandlungen sowie die Verlagsbuchhandlung nehmen Bestellungen an.

Digitized by Google



Gesellschaft für Funkentelegraphie m. b. H.

Wilhelm-str. 130/132 Berlin SW. 48 Charlotten-str. 95

Tönende Löschfunkensender
Ungedämpfte Lampensender
Kathoden-Sende- und Empfangslampen

Drahtlose Telephonstationen

jeder Größe für alle Zwecke

zu Wasser zu Lande in der Luft

Empfänger für Übersee-Empfang

für alle Wellenlängen bis 30000 m
mit Detektor und Audion
für Hoch-Rahmen-Richtantennen

Niederfrequenz- und Hochfrequenzverstärker
Schreibapparate

Vollständige Empfangsanlagen mit Antennen Verstärkern und Schnellschreibern

Hochfrequenz-Leitungstelegraphie
und -telephonie

Nieder-, Mittel-, Hochfrequenzmaschinen (Poege-Huth)
Gleichstromhochspannungsmaschinen

Digitized by Google

Jahrbuch

Zeitschrift für

drahtlose Telegraphie und Telephonie

sowie

des Gesamtgebietes der elektromagnetischen Schwingungen.

Unter Mitarbeit

von

Prof. **M. Abraham**, Dr. Graf **v. Arco** (Berlin), Prof. Dr. **L. W. Austin** (Washington), Prof. **Barkhausen** (Dresden), Dr. **W. Burstyn** (Berlin), Reg.-Rat **H. Eales** (Groß-Lichterfelde), Dr. **A. Esau** (Berlin), Dr. **Lee de Forest** (New York), Prof. **Josef Geitler** (Wien), Ingenieur **W. Hahnemann** (Kiel), Prof. **Kiebitz** (Berlin), Dr. **A. Meissner** (Berlin), Dr. **H. G. Möller** (Hamburg), Dr. **E. Nesper** (Wien), Ingenieur Dr. **Vald. Poulsen** (Kopenhagen), Dr. **Rottgardt** (Berlin), Oberingenieur **Scheller** (Berlin), Prof. **Sommerfeld** (München), Prof. **Freiherr Rausch v. Traubenberg** (Göttingen)

und unter besonderer Mitwirkung

von

Prof. Dr. Dr. ing. h. c. Max Wien und **Prof. Dr. J. Zenneck**

herausgegeben

von

Prof. Dr. Heinr. Faßbender

(Privatdozent und Konstruktionsingenieur
an der Technischen Hochschule Berlin)

Fünfzehnter Band

Mit 224 Figuren im Text und 3 Tafeln



BERLIN W.
VERLAG VON M. KRAYN
1920

Digitized by Google

TK5100
J46
v. 15

Druck von Metzger & Wittig in Leipzig.

Digitized by Google

Inhaltsverzeichnis.

R. = Referate; M. = Mitteilungen aus der Praxis.)

Autorenverzeichnis.

431330

Digitized by Google

Digitized by Google

Sachregister.

(Nach Stichwörtern der Überschriften geordnet.)

Digitized by Google

Patentschau von H. Eales.

Literaturverzeichnis.

Bücherbesprechungen und Bücherschau.

Kurze Mitteilungen.

Digitized by Google

UNIV. OF CALIFORNIA

Jahrbuch

Zeitschrift für

drahtlose Telegraphie und Telephonie

Band 15. Januar 1920. Heft 1.

Inhalt.

Manuskripte für das Jahrbuch sind an die Redaktion: *Prof. Dr. H. Faßbender, Berlin-Charlottenburg, Königsweg 24,* zu senden. Zur Erleichterung der Berichterstattung wird um Zusendung einschlägiger Sonderabdrücke und Mitteilung wichtiger Arbeiten für das Literaturverzeichnis gebeten.

Abonnements und Inserate sind an die Verlagsbuchhandlung von *M. Krayn, Berlin W. 10, Genthinerstraße 39* zu richten.

Digitized by Google

Über den Selbstinduktionskoeffizienten mehrlagiger Spulen.

Von **A. Esau.**

(Mitteilungen aus dem Lab. der Ges. für drahtl. Telegraphie, Berlin.)

Über den Selbstinduktionskoeffizienten von Spulen mit mehreren Windungslagen und seine Berechnung liegen bereits zahlreiche Untersuchungen vor.

Zuerst hat wohl Maxwell[1]) das Problem aufgenommen und eine Formel abgeleitet, die aber, wie eine weitere von Perry[2]) ebenfalls, nur als eine Näherung anzusehen ist.

Weit genauer, aber für den praktischen Gebrauch sehr wenig geeignet, ist die Formel von Weinstein[3]).

Stefan[4]) hat diesem Übelstand durch eine zweckmäßige Umgestaltung des Weinsteinschen Ausdrucks abgeholfen und dadurch erreicht, daß seine Formel fast allen praktischen Berechnungen zugrunde gelegt worden ist.

Bei allen diesen Berechnungen wird vorausgesetzt, daß der von den Windungen eingenommene Raum gleichmäßig vom Strom durchflossen ist, eine Annahme, die streng genommen praktisch niemals verwirklicht werden kann.

Nahezu erfüllt ist jene Voraussetzung bei Spulen mit rechteckigem bzw. quadratischem Drahtquerschnitt und unendlich nahe beieinander liegenden Windungen.

Unter diesen Verhältnissen werden die Formeln auch richtige Werte für den Selbstinduktionskoeffizienten ergeben.

Der Grund, weshalb eine erneute Berechnung vorgenommen worden ist, liegt darin, daß die obigen Voraussetzungen für die praktisch vorkommenden Spulen nur in den seltensten Fällen zutreffen, was zur Folge haben könnte, daß die bisher bekannten Formeln ungenaue Werte liefern und zwar müßte die Ungenauigkeit um so größer werden je weniger vollständig der Wickelraum vom Metall der Spulenwindungen ausgefüllt ist.

Da es für viele Zwecke darauf ankommt, Spulen mit möglichst kleiner Kapazität, d. h. größerem Windungsabstand, zu besitzen, die

---

1) Maxwell, Elektrizität und Magnetismus II, § 706.
2) F. Perry, Phil. Mag. 30, 1890, 223.
3) Weinstein, Wied. Ann. 21, 1884, 329.
4) Stefan, Wied. Ann. 22, 1884, 113.

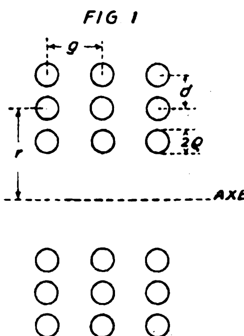
Digitized by Google

bisherigen Formeln also in diesen Fällen ohne weiteres nicht anwendbar sein dürften, so sollen im folgenden ganz allgemein mehrlagige Spulen betrachtet werden, bei denen die Windungen nicht notwendig nahe beieinander zu liegen brauchen.

Dabei werden gleichzeitig von Maxwell[1]) eingeführte Korrektionsgrößen näher zu betrachten sein, die den obigen Formeln hinzugefügt worden sind, um sie den praktisch vorliegenden Verhältnissen bis zu einem gewissen Grade anzupassen.

Gang der Rechnung.

Die Spule bestehe aus m-Lagen zu je n-Windungen, deren gegenseitiger Abstand (von Drahtmitte zu Drahtmitte gemessen) gleich g sein soll. Die Entfernung zwischen zwei aufeinander folgenden Schichten werde der größeren Allgemeinheit wegen verschieden von der Ganghöhe der Windungen in jeder Schicht gleich d angenommen. Der mittlere Durchmesser der Spule sei $2r$, die Drahtdicke 2ϱ, s. Fig. 1.



Wir zerlegen die Spule in einzelne Drahtkreise und berechnen wie früher deren Selbst- und gegenseitige Induktionskoeffizienten. Ihre Summe ergibt dann den Selbstinduktionskoeffizienten der Spule:

$$L = \sum L\,m\,n + \sum M\,m\,n \qquad (1)$$

Berechnung von $\sum L\,m\,n$.

Wir können uns die Spule bestehend denken aus n einzelnen Spulenscheiben (Flachspulen), von denen jede m-Windungen mit der Ganghöhe d enthält. Auf jede dieser Scheiben wenden wir die früher

1) Maxwell, Elektrizität und Magnetismus, Vol. III, § 693.

Digitized by Google

für Flachspulen abgeleitete Formel[1]) an und erhalten für die einzelne den Ausdruck

$$\sum Lm = 4\pi r\left\{m\left(ln\frac{r}{\varrho}+0.333\right)+\frac{m(m^2-1)}{24}\frac{d^2}{r^2}\right\}$$

und für die Gesamteinheit n

$$\sum Lmn = 4\pi r\left\{n\cdot m\left(ln\frac{r}{\varrho}+0,333\right)+\frac{n\cdot m(m^2-1)}{24}\frac{d^2}{r^2}\right\}$$

$$\sum Mmn.$$

Die zu bildenden gegenseitigen Induktionskoeffizienten lassen sich in 3 Gruppen anordnen:

1. Die gegenseitigen Induktionskoeffizienten zwischen den Windungen jeder Schicht;
2. die gegenseitigen Induktionen der Windungen in den einzelnen Scheiben;
3. die dann noch übrig bleibenden Induktionskoeffizienten.

$$\sum M_{mn} = \sum\nolimits_1 + \sum\nolimits_2 + \sum\nolimits_3 \qquad (2)$$

$$\sum\nolimits_1.$$

Aus der Strasserschen Formel[2]) für den Selbstinduktionskoeffizienten einlagiger Zylinderspulen ergibt sich der gegenseitige Induktionskoeffizient für n-Windungen und der Ganghöhe g zu

$$M = 4\pi r\left\{n(n-1)\left(ln\frac{8r}{g}-2\right)-A_n + \frac{g^2}{8r^2}\left[\left(3\,ln\frac{8r}{g}-1\right)\frac{n^2(n^2-1)}{12}-B_n\right]\right\}$$

A_n und B_n sind reine Zahlenkoeffizienten, die nur von der Windungszahl abhängen. Bildet man die entsprechenden Ausdrücke für jede der m-Schichten in bezug auf den mittleren Spulendurchmesser $2r$ und addiert man sie, so erhält man die Größe $\sum_1$ in der Form

$$\sum\nolimits_1 = 4\pi r\left\{\begin{array}{l} n(n-1)\cdot m\left(ln\frac{8r}{g}-2\right)-m\cdot A_n \\ +\frac{g^2}{8r^2}\left[\left(3\,ln\frac{8r}{g}-1\right)\frac{n^2(n^2-1)}{12}\cdot m - m\,B_n\right] \\ \qquad +\frac{n(n-1)\cdot m(m^2-1)}{24}\frac{d^2}{r^2}\end{array}\right\}$$

1) Esau, Jahrb. d. drahtl. Telegraphie 1911, 212.
2) Strasser, Wied. Annalen 17, 1905, 765.

Digitized by Google

$\sum_2$.

Unter Benutzung der Formel für den Selbstinduktionskoeffizienten von Flachspulen[1]) erhält man entsprechend für die gegenseitige Induktion der m-Windungen in den n-Scheiben den Ausdruck

$$\sum\nolimits_2 = 4\pi r \left\{ \begin{array}{l} m(m-1)n\left(ln\frac{8r}{d}-2\right) - n A_m \\ + \frac{d^2}{8r^2}\left[\left(ln\frac{8r}{d}+3\right)\frac{m^2(m^2-1)}{12}\cdot n - n\frac{B_m}{3}\right] \\ \qquad - \frac{n\,m(m^2-1)}{24}\frac{d^2}{r^2} \end{array} \right\}.$$

Hierin ist

$$A_m = 2\,ln\,[(m-1)!(m-2)!\;\ldots\ldots]$$

und

$$B_m = 3\,[(m-1)\,1^2\,ln\,1 + (m-2)\cdot 2^2\,ln\,2 + \ldots\ldots]$$

gesetzt worden.

$\sum_3$.

Die in den beiden Summen zusammengefaßten gegenseitigen Induktionskoeffizienten bezogen sich auf Kreise, die entweder den gleichen Durchmesser hatten und in parallelen Ebenen lagen ($\sum_1$) oder aber verschieden große Durchmesser besaßen und in derselben Ebene angeordnet waren ($\sum_2$).

Die noch übrig bleibenden Koeffizienten beziehen sich auf zwei Kreise, die in zwei parallelen Ebenen gelegen sind und außerdem verschiedene Durchmesser haben

Für zwei Kreise dieser Art mit den Radien r und $r + d$ und einer Entfernung g voneinander berechnet sich der gegenseitige Induktionskoeffizient nach der Maxwellschen Formel[2]) zu

$$M = 4\pi r \left\{ ln\frac{8r}{\sqrt{d^2+g^2}}\left(1+\frac{d}{2r}+\frac{d^2+3g^2}{16r^2}-\ldots\right) - \left(2+\frac{d}{2r}-\frac{3d^2-g^2}{16r^2}+\ldots\right)\right\}$$

Wenden wir diese Formel auf unsere Spule an und ordnen wir nach Schichten, so erhalten wir für die $\sum_3$ den Ausdruck:

---

1) Esau, Jahrb. d. drahtl. Telegraphie 1911, 212.

2) Maxwell, Elektrizität und Magnetismus Vol. II, § 705.

Digitized by Google

$$\frac{\Sigma_8}{4\pi r} =$$

$$2 \times \left\{ \begin{aligned} &(m-1)\left[(n-1)\left(l n \frac{8r}{\sqrt{d^2+g^2}} - 2\right) + \cdots \right. \\ &\qquad\qquad \left. + 1\left(l n \frac{8r}{\sqrt{d^2+[(n-1)g]^2}} - 2\right)\right] \\ &+ (m-2)\left[(n-1)\left(l n \frac{8r}{\sqrt{(2d)^2+g^2}} - 2\right) + \cdots \right. \\ &\qquad\qquad \left. + 1\left(l n \frac{8r}{\sqrt{(2d)^2+[(n-1)g]^2}} - 2\right)\right] \\ &+ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ &+ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ &+ 2\left[(n-1)\left(l n \frac{8r}{\sqrt{[(m-2)d]^2+g^2}} - 2\right) + \cdots \right. \\ &\qquad\qquad \left. + 1\left(l n \frac{8r}{\sqrt{[(m-2)d]^2+[(n-1)g]^2}} - 2\right)\right] \\ &+ 1\left[(n-1)\left(l n \frac{8r}{\sqrt{[(m-1)d]^2+g^2}} - 2\right) + \cdots \right. \\ &\qquad\qquad \left. + 1\left(l n \frac{8r}{\sqrt{[(m-1)d]^2+[(n-1)g]^2}} - 2\right)\right] \end{aligned} \right\}$$

$$+$$

$$2 \times \left\{ \begin{aligned} &(n-1)\left[(m-1)\left(l n \frac{8r}{\sqrt{g^2+d^2}} - 2\right) + \cdots \right. \\ &\qquad\qquad \left. + 1\left(l n \frac{8r}{\sqrt{g^2+[(m-1)d]^2}} - 2\right)\right] \\ &+ (n-2)\left[(m-1)\left(l n \frac{8r}{\sqrt{(2g)^2+d^2}} - 2\right) + \cdots \right. \\ &\qquad\qquad \left. + 1\left(l n \frac{8r}{\sqrt{(2g)^2+[(m-1)d]^2}} - 2\right)\right] \\ &+ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ &+ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \end{aligned} \right.$$

Digitized by Google

$$\left.\begin{array}{l} + 2\Big[(m-1)\Big(l\,n\dfrac{8r}{\sqrt{[(n-2)g]^2+d^2}} + \cdots \\ \qquad\qquad + 1\Big(l\,n\dfrac{8r}{\sqrt{[(n-2)g]^2+[(m-1)d]^2}} - 2\Big)\Big] \\ + 1\Big[(m-1)\Big(l\,n\dfrac{8r}{\sqrt{[(n-1)g]^2+d^2}} - 2\Big) + \cdots \\ \qquad\qquad + 1\Big(l\,n\dfrac{8r}{\sqrt{[(n-1)g]^2+[(m-1)d]^2}} - 2\Big)\Big] \end{array}\right\}$$

$$+$$

$$2 \times \frac{1}{8}\frac{d^2}{r^2}\left\{\begin{array}{l} (m-1)\,1^2\Big[(n-1)\Big(l\,n\dfrac{8r}{\sqrt{d^2+g^2}} + 3\Big) + \cdots \\ \qquad\qquad + 1\Big(l\,n\dfrac{8r}{\sqrt{d^2+[(n-1)g]^2}} + 3\Big)\Big] \\ + (m-2)\,2^2\Big[(n-1)\Big(l\,n\dfrac{8r}{\sqrt{(2d)^2+g^2}} + 3\Big) + \cdots \\ \qquad\qquad + 1\Big(l\,n\dfrac{8r}{\sqrt{(2d)^2+[(n-1)g]^2}} + 3\Big)\Big] \\ + \quad \cdot\;\cdot\;\cdot\;\cdot\;\cdot\;\cdot\;\cdot\;\cdot\;\cdot\;\cdot\;\cdot\;\cdot\;\cdot\;\cdot\;\cdot \\ + \quad \cdot\;\cdot\;\cdot\;\cdot\;\cdot\;\cdot\;\cdot\;\cdot\;\cdot\;\cdot\;\cdot\;\cdot\;\cdot\;\cdot\;\cdot \\ + 2(m-2)^2\Big[(n-1)\Big(l\,n\dfrac{8r}{\sqrt{[(m-2)d]^2+g^2}} + 3\Big) + \cdots \\ \qquad\qquad + 1\Big(l\,n\dfrac{8r}{\sqrt{[(m-2)d]^2+[(n-1)g]^2}} + 3\Big)\Big] \\ + 1\,(m-1)^2\Big[(n-1)\Big(l\,n\dfrac{8r}{\sqrt{[(m-1)d]^2+g^2}} + 3\Big) + \cdots \\ \qquad\qquad + 1\Big(l\,n\dfrac{8r}{\sqrt{[(m-1)d]^2+[(n-1)g]^2}} + 3\Big)\Big] \end{array}\right\}$$

Digitized by Google

$$
2\times\frac{1}{8}\,\frac{g^2}{r^2}\left\{\begin{aligned}
&+\\
&(n-1)\,1^2\left[(m-1)\left(3\,ln\frac{8r}{\sqrt{g^2+d^2}}-1\right)+\cdots\right.\\
&\qquad\left.+1\left(3\,ln\frac{8r}{\sqrt{g^2+[(m-1)d]^2}}-1\right)\right]\\
&+(n-2)\,2^2\left[(m-1)\left(3\,ln\frac{8r}{\sqrt{(2g)^2+d^2}}-1\right)+\cdots\right.\\
&\qquad\left.+1\left(3\,ln\frac{8r}{\sqrt{(2g)^2+[(m-1)d]^2}}-1\right)\right]\\
&+\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\\
&+\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\\
&+2(n-2)^2\left[(m-1)\left(3\,ln\frac{8r}{\sqrt{[(n-2)g]^2+d^2}}-1\right)+\cdots\right.\\
&\qquad\left.+1\left(3\,ln\frac{8r}{\sqrt{[(n-2)g]^2+[(m-1)d]^2}}-1\right)\right]\\
&+1\,(n-1)^2\left[(m-1)\left(3\,ln\frac{8r}{\sqrt{[(n-1)g]^2+d^2}}-1\right)+\cdots\right.\\
&\qquad\left.+1\left(3\,ln\frac{8r}{\sqrt{[(n-1)g]^2+[(m-1)d]^2}}-1\right)\right]
\end{aligned}\right\}
$$

Die Klammerausdrücke sollen jetzt zweckmäßig umgeformt werden. Der erste läßt sich dann auf die Form bringen

$$
2\times\left\{\begin{aligned}
&\frac{m(m-1)n(n-1)}{4}\left(ln\frac{8r}{d}-2\right)-\frac{n(n-1)}{2}\,ln\,[(m-1)!\,(m-2)!\cdots]\\
&-(m-1)\left[(n-1)\,ln\sqrt{1+c^2}+\cdots+1\,ln\sqrt{1+[(n-1)c]^2}\right]\\
&-(m-2)\left[(n-1)\,ln\sqrt{1+\left(\frac{c}{2}\right)^2}+\cdots\right.\\
&\qquad\left.+1\,ln\sqrt{1+\left[\frac{(n-1)}{2}c\right]^2}\right]\\
&-\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\\
&-\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\;.\\
&-1\left[(n-1)\,ln\sqrt{1+\left(\frac{c}{m-1}\right)^2}+\cdots+1\,ln\sqrt{1+\left(\frac{n-1}{m-1}c\right)^2}\right]
\end{aligned}\right\}
$$

Hierin ist $c=\frac{g}{d}$ gesetzt worden.

Der zweite lautet entsprechend

Digitized by Google

$$
2 \times \left\{ \begin{array}{l}
\frac{m(m-1)n(n-1)}{4}\left(ln\frac{8r}{g}-2\right)-\frac{m(m-1)}{2}ln[(n-1)!(n-2)!\cdots] \\
-(n-1)\left[(m-1)ln\sqrt{1+\left(\frac{1}{c}\right)^2}+\cdots+1\,ln\sqrt{1+\left(\frac{m-1}{c}\right)^2}\right] \\
-(n-2)\left[(m-2)ln\sqrt{1+\left(\frac{1}{2c}\right)^2}+\cdots+1\,ln\sqrt{1+\left(\frac{m-1}{2c}\right)^2}\right] \\
- \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\
- \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\
-1\left[(m-1)ln\sqrt{1+\left(\frac{1}{(n-1)c}\right)^2}+\cdots+1\,ln\sqrt{1+\left(\frac{m-1}{(n-1)c}\right)^2}\right]
\end{array} \right\}
$$

Der dritte bzw. vierte Klammerausdruck geht nach entsprechender Umformung über in den folgenden

$$
2 \times \frac{1}{8}\frac{d^2}{r^2} \left\{ \begin{array}{l}
\frac{n(n-1)m^2(m^2-1)}{24}\left(l\,n\frac{8r}{d}+3\right) \\
\qquad -\frac{n(n-1)}{2}[(m-1)\,1^2\,l\,n\,1+(m-2)\cdot 2^2\,l\,n\,2+\cdots] \\
-(m-1)\,1^2\left[(n-1)\,l\,n\sqrt{1+c^2}+\cdots\right. \\
\qquad\qquad\qquad \left.+1\,l\,n\sqrt{1+((n-1)c)^2}\right] \\
- \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\
- \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\
-1(m-1)^2\left[(n-1)\,l\,n\sqrt{1+\left(\frac{c}{m-1}\right)^2}+\cdots\right. \\
\qquad\qquad\qquad \left.+1\,l\,n\sqrt{1+\left(\frac{n-1}{m-1}c\right)^2}\right]
\end{array} \right\}
$$

bzw.

$$
2 \times \frac{1}{8}\frac{g^2}{r^2} \left\{ \begin{array}{l}
\frac{m(m-1)n^2(n^2-1)}{24}\left(3\,l\,n\frac{8r}{g}-1\right) \\
\qquad -\frac{3m(m-1)}{2}[(n-1)\,1^2\,l\,n\,1+(n-2)\cdot 2^2\,l\,n\,2+\cdots] \\
-3\cdot 1^2(n-1)\left[(m-1)\,l\,n\sqrt{1-\left(\frac{1}{c}\right)^2}+\cdots\right. \\
\qquad\qquad\qquad \left.+1\,l\,n\sqrt{1+\left(\frac{m-1}{c}\right)^2}\right] \\
- \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\
- \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\
-3(n-1)^2\cdot 1\left[(m-1)\,l\,n\sqrt{1+\left(\frac{1}{(n-1)c}\right)^2}+\cdots\right. \\
\qquad\qquad\qquad \left.+1\,l\,n\sqrt{1+\left(\frac{m-1}{(n-1)c}\right)^2}\right]
\end{array} \right\}
$$

Digitized by Google

Bezeichnet man die Reihenausdrücke mit F, G, H und J, so lassen sich die obigen Ausdrücke schreiben in der Form

$$\frac{m(m-1)n(n-1)}{2}\left(ln\frac{8r}{d}-2\right)-\frac{n(n-1)}{2}A_m-F$$

$$\frac{n(n-1)m(m-1)}{2}\left(ln\frac{8r}{g}-2\right)-\frac{m(m-1)}{2}A_n-G$$

$$\frac{1}{8}\frac{d^2}{r^2}\left\{\begin{array}{l}\frac{m^2(m^2-1)n(n-1)}{12}\left(ln\frac{8r}{d}+3\right)-n(n-1)\frac{B_m}{3}-H\\ \qquad\qquad -\frac{m(m^2-1)n(n-1)}{24}\frac{d^2}{r^2}\end{array}\right\}$$

$$\frac{1}{8}\frac{g^2}{r^2}\left\{\frac{n^2(n^2-1)m(m-1)}{12}\left(3ln\frac{8r}{g}-1\right)-m(m-1)B_n-J\right\}$$

Setzen wir die berechneten Größen $\sum_1$, $\sum_2$ und $\sum_3$ in die Gleichung ein, so erhalten wir für die Summe aller gegenseitigen Induktionskoeffizienten den Ausdruck

$$\sum M_{nm}=4\pi r\left\{\begin{array}{l}\frac{m(m-1)n(n+1)}{2}\left(ln\frac{8r}{d}-2\right)-\frac{n(n+1)}{2}A_m-F\\ +\frac{n(n-1)m(m+1)}{2}\left(ln\frac{8r}{g}-2\right)-\frac{m(m+1)}{2}A_n-G\\ +\frac{1}{8}\frac{d^2}{r^2}\left[\frac{m^2n^2(m^2-1)}{12}\left(ln\frac{8r}{d}+3\right)-\frac{n^2}{3}B_m-H\right]\\ +\frac{1}{8}\frac{g^2}{r^2}\left[\frac{m^2n^2(n^2-1)}{12}\left(3ln\frac{8r}{g}-1\right)-m^2B_n-J\right]\\ -\frac{nm(m^2-1)}{24}\frac{d^2}{r^2}\end{array}\right\}$$

Nach Einsetzen der Werte für $\sum L_{nm}$ und $\sum M_{nm}$ in die Gleichung (1) erhalten wir für den Selbstinduktionskoeffizienten der m-lagigen Spule mit $m\cdot n$-Windungen, deren Abstand m in den einzelnen Lagen gleich g und deren Schichtenabstand gleich d ist, den Ausdruck

$$L=4\pi r\left\{\begin{array}{l}n\cdot m\left(ln\frac{r}{\varrho}+0{,}333\right)\\ +\frac{m(m-1)\cdot n(n+1)}{2}\left(ln\frac{8r}{g}-2\right)-\frac{n(n+1)}{2}A_m-F\\ +\frac{n(n-1)\cdot m(m+1)}{2}\left(ln\frac{8r}{g}-2\right)-\frac{m(m+1)}{2}A_n-G\\ +\frac{1}{8}\frac{d^2}{r^2}\left[\left(ln\frac{8r}{d}+3\right)\frac{m^2n^2(n^2-1)}{12}-\frac{n^2}{3}B_m-H\right]\\ +\frac{1}{8}\frac{g^2}{r^2}\left[\left(3ln\frac{8r}{g}-1\right)\frac{m^2n^2(n^2-1)}{12}-m^2B_n-J\right]\end{array}\right\}$$

Digitized by Google

Spezielle Fälle.

Nachdem wir die Formel für den allgemeinen Fall abgeleitet haben, müssen wir noch näher eingehen auf eine Reihe wichtiger Spezialfälle, die sich unschwer aus dem obigen Ausdruck ableiten lassen.

1. $m = 1$; $n =$ beliebig (einlagige Zylinderspule).

Setzt man $m = 1$, so erhält man die einlagige Zylinderspule. Unsere allgemeine Formel ergibt hierfür den Ausdruck

$$L = 4\pi r \left\{ \begin{aligned} & n\left(l n \frac{r}{\varrho} + 0{,}333\right) + n(n-1)\left(l n \frac{8r}{g} - 2\right) - A_n \\ & \qquad + \frac{1}{8}\frac{g^2}{r^2}\left[\left(3 l n \frac{8r}{g} - 1\right)\frac{n^2(n^2-1)}{12} - B_n\right] \end{aligned} \right\}$$

der vollkommen übereinstimmt mit dem von Strasser für einlagige Zylinderspulen abgeleiteten.

2. $n = 1$; $m =$ beliebig (Flachspule).

Wir erhalten in diesem Falle

$$L = 4\pi r \left\{ \begin{aligned} & m\left(l n \frac{r}{\varrho} + 0{,}333\right) + m(m-1)\left(l n \frac{8r}{d} - 2\right) - A_m \\ & \qquad + \frac{1}{8}\frac{d^2}{r^2}\left[\left(l n \frac{8r}{d} + 3\right)\frac{n^2(n^2-1)}{12} - \frac{B_m}{3}\right] \end{aligned} \right\}$$

in Übereinstimmung mit dem von mir früher für Flachspulen berechneten Ausdruck.

3. $m = n$; $g \gtreqless d$.

Diese Spule unterscheidet sich von der im allgemeinen Fall behandelten dadurch, daß die Windungszahl übereinstimmt mit der Schichtzahl. Die Gesamtwindungszahl ist also gleich n^2 zu setzen.

Der Selbstinduktionskoeffizient L wird hier

$$L = 4\pi r \left\{ \begin{aligned} & n^2\left(l n \frac{r}{\varrho} + 0{,}333\right) \\ & + \frac{n^2(n^2-1)}{2}\left(l n \frac{8r}{d} - 2\right) - n(n+1)A_n - (F+G) \\ & + \frac{n^2(n^2-1)}{2}\left(l n \frac{8r}{g} - 2\right) \\ & + \frac{1}{8}\frac{d^2}{r^2}\left[\left(l n \frac{8r}{d} + 3\right)\frac{n\,4(n^2-1)}{12} - \frac{n^2 B_n}{3} - H\right] \\ & + \frac{1}{8}\frac{g^2}{r^2}\left[\left(3 l n \frac{8r}{g} - 1\right)\frac{n\,4(n^2-1)}{12} - n^2 B_n - J\right] \end{aligned} \right\}$$

Digitized by Google

oder nach Einführung der Größe $c = \frac{g}{d}$

$$L = 4\pi r \left\{ \begin{aligned} & n^2 \left(ln \frac{r}{\varrho} + 0{,}333 \right) \\ & + (n^2 - 1) \left(ln \frac{8r}{d\sqrt{c}} - 2 \right) - n(n+1) A_n - (F + G) \\ & + \frac{1}{8} \frac{d^2}{r^2} \left\{ \left[(1 + 3c^2) \, ln \frac{8r}{d} + c^2 (2 - ln\, c^3) \right] \frac{n^4 (n^2 - 1)}{12} \right. \\ & \qquad \left. - \frac{n^2 B_n}{3} (1 + 3c^2) - (H + c^2 J) \right\} \end{aligned} \right\}$$

4. $m \gtrless n$; $g = d$.

Setzt man $g = d$ und m von n verschieden, so gelangt man zu einer mehrlagigen Spule, bei der die Lagen- und Windungsabstände einander gleich sind. Der von den Windungen eingenommene Raum ist hierbei ein Rechteck.

Die allgemeine Formel geht für diesen Fall über in die folgende

$$L = 4\pi r \left\{ \begin{aligned} & n \cdot m \left(ln \frac{r}{\varrho} + 0{,}333 \right) \\ & + n\,m\,(n\,m - 1) \left(ln \frac{8r}{d} - 2 \right) - A \\ & + \frac{1}{8} \frac{d^2}{r^2} \left[\left\{ (m^2 + 3n^2 - 4) \, ln \frac{8r}{d} + 3m^2 - n^2 - 2 \right\} \frac{n^2 m^2}{12} - B \right] \end{aligned} \right.$$

wo

$$A = \frac{n(n+1)}{2} A_m + \frac{m(m+1)}{2} A_n + F' + G'$$

und

$$B = \frac{n^2}{3} B_m + m^2 B_n + H' + J'$$

ist.

A und B hängen nicht mehr von den Spulendimensionen, sondern nur noch von den Windungs- und Lagenzahlen ab. Sie können ein für allemal berechnet werden.

Die Größen F', G', H' und J', die sich aus den entsprechenden Ausdrücken F, G, H und J ableiten, wenn $c = 1$ gesetzt wird, nehmen hier folgende Werte an

Digitized by Google

$$F' = 2 \times \left\{ \begin{array}{l} (m-1)[(n-1)\, l\, n \sqrt{2} + \cdots + 1\, l\, n \sqrt{1+(n-1)^2}] \\ + \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \\ + \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \\ + 1 \left[(n-1)\, l\, n \sqrt{1+\left(\frac{1}{m-1}\right)^2} + \cdots \right. \\ \qquad\qquad\qquad \left. + 1\, l\, n \sqrt{1+\left(\frac{n-1}{m-1}\right)^2} \right] \end{array} \right\}$$

$$G' = 2 \times \left\{ \begin{array}{l} (n-1)[(m-1)\, l\, n \sqrt{2} + \cdots + 1\, l\, n \sqrt{1+(m-1)^2}] \\ + \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \\ + \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \\ + 1 \left[(m-1)\, l\, n \sqrt{1+\left(\frac{1}{n-1}\right)^2} + \cdots \right. \\ \qquad\qquad\qquad \left. + 1\, l\, n \sqrt{1+\left(\frac{m-1}{n-1}\right)^2} \right] \end{array} \right\}$$

$$H' = 2 \times \left\{ \begin{array}{l} (m-1)\, 1^2 [(n-1)\, l\, n \sqrt{2} + \cdots + 1\, l\, n \sqrt{1+(n-1)^2}] \\ + \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \\ + \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \\ + 1\, (m-1)^2 \left[(n-1)\, l\, n \sqrt{1+\left(\frac{1}{m-1}\right)^2} + \cdots \right. \\ \qquad\qquad\qquad \left. + 1\, l\, n \sqrt{1+\left(\frac{n-1}{m-1}\right)^2} \right] \end{array} \right\}$$

$$J' = 2 \times 3 \times \left\{ \begin{array}{l} (n-1)\, 1^2 [(m-1)\, l\, n \sqrt{2} + \cdots + 1\, l\, n \sqrt{1+(m-1)^2}] \\ + \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \\ + \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \\ + 1 \cdot (n-1)^2 \left[(m-1)\, l\, n \sqrt{1+\left(\frac{1}{n-1}\right)^2} + \cdots \right. \\ \qquad\qquad\qquad \left. + 1\, l\, n \sqrt{1+\left(\frac{m-1}{n-1}\right)^2} \right] \end{array} \right\}$$

Beschränkt man sich auf den Fall $m = 2$, d. h. setzt man eine zweilagige Spule voraus, so vereinfachen sich die Ausdrücke für A, B, F', G', H' und J' und zwar wird hier

$$\begin{aligned} A &= 3 A_n + F' + G' \\ B &= 4 B_n + H' + J' \\ F' &= H' \end{aligned}$$

Digitized by Google

Tabelle für die Größen A und B.

n	A		B	
	$m = 2$	$m = 3$	$m = 2$	$m = 3$
2	1,38	8,76	2,77	22,30
3	8,76	30,91	43,17	142,1
4	25,07	73,90	207,3	559,6
5	52,65	142,6	643,3	1 609,1
6	93,16	240,7	1 568,4	3 782,7
7	148,0	371,4	3 274,2	7 735,2
8	218,6	537,3	6 131,1	14 303
9	305,7	740,9	10 592	24 427
10	410,5	984,2	17 198	39 561
11	533,6	1268,5	26 568	60 875
12	696,0	1636,1	39 455	90 119
13	838,4	1969,2	56 600	128 978
14	1021,1	2388,7	78 974	179 684
15	1224,3	2855,6	107 568	244 209

5. $m = n$; $g = d$.

Für $m = n$ und $g = d$ erhalten wir eine mehrlagige Spule mit quadratischem Wickelraum, deren Selbstinduktionskoeffizient berechenbar ist nach der Formel

$$L = 4\pi r \left\{ n^2 \left(ln \frac{r}{\varrho} + 0{,}333 \right) + n^2 (n^2 - 1) \left(ln \frac{8r}{g} - 2 \right) - A' + \frac{1}{8} \frac{g^2}{r^2} \left[\left(ln \frac{8r}{g} + 0{,}5 \right) \frac{n^4 (n^2 - 1)}{3} - B' \right] \right\}$$

und zwar ist

$$A' = n(n+1) A_n + 2F'' = 2n(n+1) \, ln \, [(n-1)!\,(n-2)!\ldots] + 2F''$$

$$B' = \frac{4}{3} n^2 B_n + (H'' + J'')$$

$$= 4n^2 [(n-1) 1^2 \, ln \, 1 + (n-2) \cdot 2^2 \, ln \, 2 + \ldots] + H'' + J''$$

F'', H'' und J'' erhält man aus F', H' und J' durch Gleichsetzen von m und n.

Zwischen F'', G'', H'' und J'' bestehen außerdem noch die folgenden Beziehungen

$$F'' = G''$$

$$H'' = \frac{1}{3} J''$$

so daß B' in der Form geschrieben werden kann

Digitized by Google

$$B'' = \frac{4}{3} n^2 B_n + 4 H''$$

$$= 4 \left\{ \frac{n^2}{3} [(n-1) 1^2 l n 1 + (n-2) \cdot 2^2 l n 2 + \ldots] + H'' \right\}$$

Tabelle für die Konstanten A' und B'.

n	A'	B'	n	A'	B'
2	1,380	2,768	9	9 186	316 920
3	30,95	142,1	10	14 850	625 200
4	161,6	1 236	11	23 425	1 180 700
5	522,4	6 044	12	34 952	2 079 100
6	1306,8	21 132	13	50 375	3 490 300
7	2773	59 800	14	60 600	5 625 200
8	5268	145 600	15	96 590	8 784 300

6. $m \gtrless n;\quad g = d = 2\varrho.$

Macht man $g = d = 2\varrho$, so erhält man eine Spule mit rechteckigem Wickelraum, deren Schichten und Windungen unendlich nahe aneinander liegen. Formel (4) lautet in unserem Falle

$$L = 4\pi r \left\{ \begin{array}{l} n^2 m^2 \left(l n \frac{r}{\varrho} - 0{,}614 + \frac{0{,}947}{n m} \right) - A \\ \quad + \frac{\varrho^2}{2 r^2} \left[\left\{ (m^2 + 3 n^2 - 4) l n \frac{r}{\varrho} + 4{,}386\, m^2 + 3{,}158\, n^2 \right. \right. \\ \qquad \left. \left. - 7{,}544 \right\} \frac{n^2 m^2}{12} - B \right] \end{array} \right\}$$

7. $m = n;\ g = d = 2\varrho.$

Durch Gleichsetzen von m und n geht Formel (5) über in

$$L = 4\pi r \left\{ \begin{array}{l} n^4 \left(l n \frac{r}{\varrho} - 0{,}614 + \frac{0{,}947}{n^2} \right) - A' \\ \quad + \frac{\varrho^2}{2 r^2} \left[\left(l n \frac{r}{\varrho} + 1{,}886 \right) \frac{n^4 (n^2 - 1)}{3} - B' \right] \end{array} \right\}$$

Umformung des Ausdruckes für L.

Die abgeleiteten Formeln für den Selbstinduktionskoeffizienten mehrlagiger Spulen sollen für den praktischen Gebrauch in der gleichen Weise umgeformt werden wie es seiner Zeit bei Flachspulen durchgeführt worden ist und zwar soll die Vereinfachung nur auf die praktisch am häufigsten vorkommenden Spulen mit rechteckigem bzw. quadratischem Wickelraum beschränkt werden.

Digitized by Google

a) Spulen mit rechteckigem Wickelraum.

Wir setzen wie früher

$$L = 4\pi r m \cdot n \cdot S = 4\pi r \cdot m \cdot n \cdot (S_1 + S_2)$$

wo

$$S_1 = ln \frac{r}{\varrho} + 0.333$$

und

$$S_2 = (n m - 1)\left(ln \frac{8r}{g} - 2\right) - \frac{A}{n \cdot m} + \frac{1}{8}\frac{g^2}{r^2}\left[\left\{(m^2 + 3n^2 - 4) ln \frac{8r}{g} + (3m^2 - n^2 - 2)\right\}\frac{nm}{n} - \frac{B}{m \cdot n}\right]$$

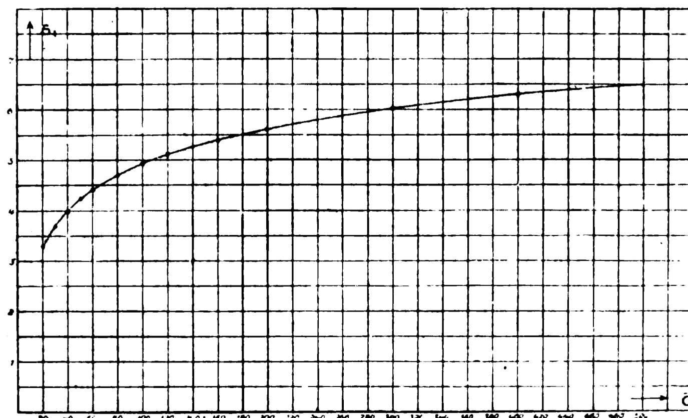
ist.

$$S_1 = f\left(\frac{r}{\varrho}\right).$$

Die folgende Tabelle und Kurve geben ein Bild von dem Verlauf der Funktion $f\left(\frac{r}{\varrho}\right)$ für Werte des $\frac{r}{\varrho}$ zwischen 20 und 10000.

$\frac{r}{\varrho}$	S_1	$\frac{r}{\varrho}$	S_1	$\frac{r}{\varrho}$	S_1
20	3.329	120	5,121	700	6,884
30	3,734	140	5,275	800	7,018
40	4,022	160	5,408	900	7,135
50	4,245	180	5,526	1000	7,240
60	4,427	200	5,631	2000	7,934
70	4,581	300	6,037	5000	8,850
80	4,715	400	6,324	10000	9,543
90	4,833	500	6,548		
100	4,938	600	6,730		

FIG. 2



Digitized by Google

$$S_2 = f\left(\frac{g}{2r},\ n,\ m\right)\cdot \quad \left(\frac{g}{2r} = c\right)\cdot$$

a) $m = 2$.

	$c = 0{,}002$	0,004	0,01	0,02
$n = 2$	16,45	14,37	11,62	9,55
3	26,54	23,08	18,49	15,04
4	36,07	31,22	24,80	20,00
5	45,13	38,89	30,64	24,48
6	53,84	46,22	36,15	28,61
7	62,24	53,26	41,33	32,36
8	70,34	60,00	46,25	36,04
9	78,26	66,47	50,90	39,34
10	85,88	72,74	55,36	42,49
11	93,35	78,84	59,64	45,44
12	99,80	83,94	63,93	47,42
13	107,8	90,54	67,72	50,93
14	114,7	96,15	71,52	53,45
15	121,6	101,6	75,21	55,88

b) $m = 3$.

	$c = 0{,}002$	0,004	0,01	0,02
$n = 2$	26,54	23,09	18,49	15,05
3	41,36	35,84	28,48	22,98
4	55,44	47,85	37,75	30,17
5	68,89	59,23	46,40	36,74
6	81,80	70,07	54,48	42,85
7	94,30	80,50	62,17	48,50
8	106,4	90,56	69,49	53,84
9	118,2	100,2	76,42	58,78
10	129,6	109,6	83,05	63,43
11	140,8	118,7	89,46	67,89
12	150,6	126,4	94,46	70,96
13	162,3	136,1	101,4	74,96
14	172,7	144,5	107,1	79,60
15	182,9	152,6	112,5	83,20

b) Spulen mit quadratischem Wickelraum.

Wir setzen hier

$$L = 4\pi r n^2 S = 4\pi r n^2 (S_1 + S_2)$$

wo

$$S_1 = ln\frac{r}{\varrho} + 0{,}333$$

Digitized by Google

und

$$S_2 = (n^2 - 1)\left(l\,n\,\frac{8r}{g} - 2\right) - \frac{A'}{n^2} + \frac{1}{8}\,\frac{g^2}{r^2}\left[\left(l\,n\,\frac{8r}{g} + 0{,}5\right)\frac{n^2(n^2-1)}{3} - \frac{B'}{n^2}\right]$$

ist.

Die Werte von $S_1 = f\left(\frac{r}{\varrho}\right)$ ergeben sich aus der vorhergehenden Tabelle.

$$S_2 = f\left(\frac{g}{2r},\ n^2\right). \qquad \left(c = \frac{g}{2r}\right).$$

Die folgende Tabelle enthält die Werte des S_2 für eine Reihe von Werten $c = \frac{\text{Ganghöhe}}{\text{Spulendurchmesser}}$ und Windungszahlen 1—15.

	c = 0,002	0,004	0,01	0,02
n = 2	16,45	14,38	11,62	9,56
3	41,36	35,84	28,48	22,98
4	73,90	63,55	49,75	39,48
5	113,52	96,90	74,90	58,48
6	159,7	135,6	103,5	79,58
7	212,2	179,1	135,0	102,5
8	270,5	227,0	169,2	126,7
9	334,6	279,4	206,3	152,4
10	405,9	337,6	247,3	181,0
11	478,4	395,7	286,3	206,3
12	558,2	459,5	329,4	234,5
13	643,0	527,0	374,0	264,0
14	734,0	600,0	423,0	295,0
15	825,0	671,0	468,0	322,0

Den Verlauf der Funktion $f\left(\frac{g}{2r},\ n^2\right)$ zeigt die Figur 3.

Vergleich unserer Formel mit bereits bekannten.

Der Selbstinduktionskoeffizient mehrlagiger Spulen ist nach einer Reihe schon längst bekannter Formeln berechenbar, denen allen, wie schon in der Einleitung erwähnt, die Voraussetzung zugrunde liegt, daß der ganze von den Wickelungen eingenommene Raum vollkommen vom Drahtmaterial ausgefüllt ist und gleichmäßig vom Strom durchflossen wird.

Diese Annahme wird aber bei den praktisch verwendeten und herstellbaren Spulen in den allermeisten Fällen nicht entfernt erfüllt sein und es werden sich daher notwendigerweise Unterschiede zwischen

Digitized by Google

den bisher bekannten Formeln und der vorliegenden, jene Voraussetzungen nicht enthaltenden, ergeben müssen, deren Größenordnungen im folgenden näher untersucht werden sollen.

a) Erste Näherungsformel von Maxwell.

Für eine mehrlagige Spule von insgesamt N-Windungen und dem mittleren Durchmesser $2r$ wird nach der Maxwellschen Formel

$$L = 4\pi r N^2 \left\{ ln \frac{8r}{R} - 2 \right\}$$

wo R den mittleren geometrischen Abstand des von den Windungen eingenommenen Raumes auf sich selbst bedeutet.

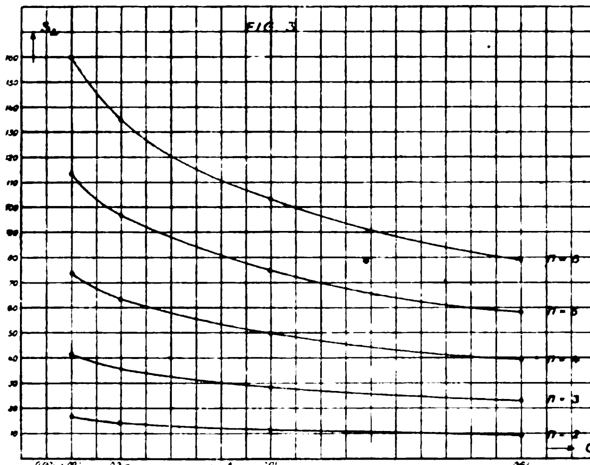


Fig. 3.

Wir wollen ihn der Einfachheit wegen als quadratisch voraussetzen und dementsprechend $R = 0{,}447 \cdot b$ setzen.

Bezeichnet man die Ganghöhe mit g und den Drahtdurchmesser mit 2ϱ, so wird

$$b = (\sqrt{N} - 1)g + 2\varrho \text{ (siehe Figur 4)}$$

und

$$L = 4\pi r \cdot N^2 \left\{ ln \frac{8r}{g} - 1{,}194 - ln(\sqrt{N} - 1) - ln\left[1 + \frac{2\varrho}{(\sqrt{N}-1)g}\right]\right\}$$

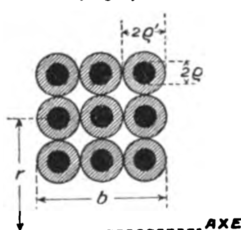
Hiermit vergleichen wir unsere Formel für quadratischen Wickelraum ($m = n$; $g = d$)

Digitized by Google

$$L = 4\pi r N^2 \left\{ \frac{1}{N} \left(ln \frac{r}{\varrho} + 0{,}333 \right) + \left(1 - \frac{1}{N} \right) \left(ln \frac{8r}{g} - 2 \right) - \frac{A'}{N^2} + \frac{1}{8} \frac{g^2}{r^2} \left[\left(ln \frac{8r}{g} + 0{,}5 \right) \frac{N-1}{3} - \frac{B'}{N^2} \right] \right\}$$

Die Maxwellsche Näherungsformel enthält als wichtigstes Glied eine dem zweiten Ausdruck in der obigen Klammer sehr ähnliche Größe, die zahlenmäßig alle anderen überragt.

Solange das der Fall ist, werden beide Formeln nicht sehr voneinander verschiedene Selbstinduktionswerte liefern.



Sobald aber der erste Ausdruck an Bedeutung gewinnt oder die Ganghöhe erhebliche Werte annimmt, so daß der mit $\frac{g^2}{r^2}$ multiplizierte Klammerausdruck nicht mehr gegenüber den beiden anderen vernachlässigt werden kann, ist die Berechnung nicht mehr nach der Formel von Maxwell durchführbar.

Die folgenden Tabellen enthalten die nach der Maxwellschen und der abgeleiteten Formel berechneten Selbstinduktionskoeffizienten und ihre prozentualen Abweichungen voneinander.

Tabelle 1.

r	N	2ϱ	b	L_M	L_r	$\Delta L \cdot$ %
5 cm	4	0,1 cm	2 cm	1 816 cm	2 004 cm	9,4 %
10 „	4	0,1 „	2 „	5 006 „	5 313 „	5,8 %
20 „	4	0,1 „	2 „	12 828 „	13 336 „	3,8 %
50 „	4	0,1 „	2 „	41 217 „	42 600 „	3,2 %
100 „	4	0,1 „	2 „	96 510 „	99 050 „	2,5 %

Tabelle 2.

r	N	2ϱ	b	L_M	L_s	$\Delta L \cdot$ %
5 cm	100	0,1 cm	2	$1{,}131 \cdot 10^6$ cm	$1{,}136 \cdot 10^6$ cm	0,5 %
50 „	100	0,1 „	2	$2{,}576 \cdot 10^7$ „	$2{,}560 \cdot 10^7$ „	0,6 %

Digitized by Google

Aus den Tabellen geht hervor, daß die erste Maxwellsche Näherungsformel nicht anwendbar ist bei kleinem Spulenradius und niedrigen Windungszahlen oder, was dasselbe ist, großem Windungsabstand. Bei hohen Windungszahlen, wo also der Wickelraum fast vollkommen vom Drahtmaterial ausgefüllt ist, geben beide Formeln nur unbeträchtliche Abweichungen voneinander, die etwa 0,5 % betragen.

b) Zweite Näherungsformel von Maxwell[1]).

Die zweite Maxwellsche Näherungsformel lautet in ihrer ursprünglichen Form

$$L = 4\pi r N^2 \left\{ \left(ln \frac{8r}{R} - 2 \right) + \frac{1}{16} \frac{R^2}{r^2} \left(3\, ln \frac{8r}{R} - 1 \right) \right\}$$

Sie unterscheidet sich von der vorigen durch das Hinzutreten des zweiten Gliedes in der geschweiften Klammer, das um so mehr an Bedeutung gewinnen wird, je größer das Verhältnis $\frac{\text{Wickelbreite } b}{\text{Spulenhalbmesser } r}$ ist.

Die nach dieser Formel berechneten Selbstinduktionswerte der vorhin angegebenen Spulen unterscheiden sich von den nach der ersten Näherungsformel berechneten um weniger als 1 %, so daß die obigen Ausführungen auch für die zweite Näherung ihre Gültigkeit behalten.

c) Formel von Perry[2]).

Für den Selbstinduktionskoeffizienten mehrlagiger Spulen mit quadratischem Wickelraum hat Perry die empirische Formel aufgestellt

$$L = \frac{4\pi N^2 r^2}{0{,}232 \cdot r + 0{,}83\, b}$$

wo b die Seitenlänge des von den Windungen erfüllten Quadrates, r den mittleren Spulenradius und N die Gesamtzahl der Windungen bezeichnet.

Die folgenden Tabellen enthalten eine Gegenüberstellung der nach der Perryschen und der hier abgeleiteten Formel berechneten Selbstinduktionswerte.

1) Rosa und Grover, Formulas and Tables for the Calculation of Mutual and self-inductance 1912, p. 136.

2) Perry, Phil. Mag. **30**, 1890, p. 223.

Digitized by Google

Tabelle 1.

r	N	2ϱ	b	$\frac{b}{r}$	L_P	L_s	ΔL %
5 cm	4	0,1 cm	2 cm	0,4	1 782 cm	2 004 cm	11 %
10 „	4	0,1 „	2 „	0,2	5 052 „	5 312 „	5,0 %
20 „	4	0,1 „	2 „	0,1	12 828 „	13 336 „	4,0 %
40 „	4	0,1 „	2 „	0,05	29 490 „	32 280 „	8,6 %
50 „	4	0,1 „	2 „	0,04	37 990 „	42 600 „	11,0 %
100 „	4	0,1 „	2 „	0,02	80 975 „	99 050 „	18 %

Tabelle 2.

r	N	2ϱ	b	$\frac{b}{r}$	L_P	L_s	ΔL %
5 cm	100	0,1 cm	2 cm	0,4	$1,114 \cdot 10^6$ cm	$1,136 \cdot 10^6$ cm	2 %
20 „	100	0,1 „	2 „	0,1	$8,017 \cdot 10^6$ „	$7,975 \cdot 10^6$ „	0,5 %
50 „	100	0,1 „	2 „	0,04	$2,374 \cdot 10^7$ „	$2,56 \cdot 10^7$ „	7,0 %

Tabelle 3.

r	N	2ϱ	b	$\frac{b}{r}$	L_P	L_s	ΔL %
2,5 cm	100	0,1 cm	1 cm	0,4	$5,57 \cdot 10^5$ cm	$5,81 \cdot 10^5$ cm	4 %
5,0 „	100	0,1 „	1 „	0,2	$1,578 \cdot 10^6$ „	$1,885 \cdot 10^6$ „	0,4 %
10,0 „	100	0,1 „	1 „	0,1	$3,989 \cdot 10^6$ „	$4,022 \cdot 10^6$ „	0,8 %
20,0 „	100	0,1 „	1 „	0,05	$9,189 \cdot 10^6$ „	$9,814 \cdot 10^6$ „	6,3 %
50,0 „	100	0,1 „	1 „	0,02	$2,527 \cdot 10^7$ „	$3,025 \cdot 10^7$ „	16,6 %

Aus den obigen Tabellen ergibt sich, daß die Unterschiede der nach beiden Formeln berechneten Selbstinduktionskoeffizienten abhängen von dem Verhältnis $\frac{\text{Wickelbreite bzw. Wickeltiefe}}{\text{mittlerer Spulenradius}} \frac{b}{r}$ und der Windungszahl N derart, daß dieser Unterschied

1. ein Minimum wird für Werte des $\frac{b}{r}$ zwischen 0,1 und 0,2;
2. für größere und kleinere Werte $\frac{b}{r}$ wächst und zwar um so erheblicher, je weiter man sich von dem angegebenen Gebiet nach oben oder nach unten entfernt;
3. um so größer ausfällt, je kleiner bei gegebener Wickelbreite die Windungszahl N wird oder was dasselbe bedeutet, je größer die Ganghöhe der Spule gemacht wird.

Die Anwendbarkeit der Perryschen Formel bleibt also beschränkt auf Spulen mit vielen Windungen, bei denen das Verhältnis $\frac{b}{r}$ zwischen den Werten 0,1 und 0,2 liegt.

Digitized by Google

Rosa und Grover[1]) haben aus der guten Übereinstimmung zweier nach dieser Formel berechneten Spulen mit den nach anderen Ausdrücken (Weinstein) erhaltenen Werten den Schluß gezogen, daß sie um so genauer gelten müsse, je kleiner das Verhältnis $\frac{b}{r}$ der Spule ist, was bei ihren Spulen zufällig der Fall war.

Diese Schlußfolgerung läßt sich nach den vorhergehenden Ausführungen in ihrer ganzen Allgemeinheit nicht aufrecht erhalten, da sie nicht mehr zulässig ist für das Gebiet der Werte $\frac{b}{r} < 0{,}1$.

d) Formel von Weinstein[2]).

Weinstein hat für den Selbstinduktionskoeffizienten mehrlagiger Spulen die folgende Formel aufgestellt:

$$L = 4\pi r N^2 \left\{ ln \frac{8r}{b} - 1{,}195 + \frac{1}{24} \frac{b^2}{r^2} \left(ln \frac{8r}{b} + 0{,}878 \right) \right\}$$

Der von den Windungen eingenommene Raum ist dabei als quadratisch vorausgesetzt. Die nach der obigen Formel berechneten Selbstinduktionswerte sind in den folgenden Tabellen den Werten gegenübergestellt, die sich aus dem von uns abgeleiteten Ausdruck ergeben.

Tabelle 1.

r	N	2ϱ	b	L_W	L_t	ΔL %
5 cm	4	0,1 cm	2 cm	1 837 cm	2 003 cm	8,3 %
10 „	4	0,1 „	2 „	5 029 „	5 313 „	5,4 %
20 „	4	0,1 „	2 „	12 825 „	13 336 „	3,8 %
50 „	4	0,1 „	2 „	41 250 „	42 600 „	3,0 %
100 „	4	0,1 „	2 „	96 450 „	99 050 „	2,6 %

Tabelle 2.

r	N	2ϱ	b	L_W	L_t	ΔL %
5 cm	100	0,1 cm	2 cm	$1{,}148 \cdot 10^6$ cm	$1{,}136 \cdot 10^6$ cm	1 %
20 „	100	0,1 „	2 „	$8{,}015 \cdot 10^6$ „	$7{,}975 \cdot 10^6$ „	0,5 %
100 „	100	0,1 „	2 „	$2{,}578 \cdot 10^7$ „	$2{,}560 \cdot 10^7$ „	0,7 %

Die Abweichungen der Weinsteinschen Formel von der unserigen verhalten sich ganz ähnlich wie die der Maxwellschen.

Sie gilt um so strenger, je größer der Spulenradius und die Drahtzahl gewählt wird.

1) Rosa und Grover, Formulas and Tables for the Calculation of Mutual and self-inductance, 1912, p. 136, und Bull. of the Bureau of Standards 8, No. 1.

2) Weinstein, Wied. Ann. 21, 1884, p. 329.

Digitized by Google

e) Formel von Stefan[1]).

Was zuvor über die Abweichungen der Weinsteinschen Formel ausgeführt worden ist, gilt ohne weiteres auch für die Formel von Stefan, da diese nur eine Umformung der ersteren darstellt, die ausgeführt worden ist, um die Weinsteinsche Formel für den praktischen Gebrauch bequemer und einfacher zu gestalten.

f) Technische Formel[2]).

In der Technik berechnet man den Selbstinduktionskoeffizienten mehrlagiger Spulen vielfach nach der folgenden Formel, die Arnolds Wechselstromtechnik entnommen worden ist.

Bezeichnet man den mittleren Spulendurchmesser mit D, die Windungszahl mit w und führt man zwei Größen $ls = \pi D$ und $ds = \frac{4b}{\pi}$ ein (b Wickelbreite), so lautet die Formel

$$L = 10 w^2 ls \left[0{,}46 \, ln \left(\frac{ls}{ds}\right) - 0{,}163\right]$$

oder umgeformt und in unseren Bezeichnungen geschrieben

$$L = 9{,}2\pi \cdot r \cdot N^2 \left\{0{,}46 \, ln \frac{r}{b} + 1{,}24\right\}$$

Die folgende Tabelle enthält einige nach dieser Formel berechnete Selbstinduktionskoeffizienten im Vergleich zu den sich nach unserer Formel ergebenden.

r	N	2ϱ	b	L_t	L_e	ΔL %
5 cm	4	0,1 cm	2 cm	4 976 cm	2 003 cm	148 %
20 „	4	0,1 „	2 „	32 770 „	13 336 „	146 %
100 „	4	0,1 „	2 „	238 100 „	99 050 „	140 %
5 „	100	0,1 „	2 „	$3{,}096 \cdot 10^6$ „	$1{,}136 \cdot 10^6$ „	172 %
20 „	225	0,1 „	2 „	$1{,}037 \cdot 10^8$ „	$4{,}034 \cdot 10^7$ „	158 %

Die Abweichungen der nach der obigen Formel berechneten Selbstinduktionswerte von den sich nach der unserigen ergebenden sind so beträchtlich, daß ihre Anwendung selbst in den Fällen ausgeschlossen erscheint, wo es auf Genauigkeit nicht ankommt.

Korrektionsformel von Maxwell[3]).

Die den obigen Formeln (Maxwell, Weinstein usw.) zugrunde liegende Voraussetzung, daß der von den Windungen eingenommene

1) Stefan, Wied. Ann. 22, 1884, p. 113.
2) Arnold, Die Wechselstromtechnik, Bd. I, S. 557.
3) Maxwell, Elektrizität u. Magnetismus, Bd. II, § 693.

Digitized by Google

Raum gleichmäßig vom Strom durchflossen wird, hat zur Folge, daß der Querschnitt des Drahtes entweder als rechteckig oder quadratisch und der Windungsabstand als unendlich klein angenommen werden müssen.

Sie sind daher auf den praktisch am häufigsten vorkommenden kreisförmigen Leiterquerschnitt und Spulen mit endlicher Ganghöhe zunächst nicht streng anwendbar.

Maxwell hat deshalb diesem Übelstand abzuhelfen versucht durch eine Korrektionsformel, mittels deren die obigen Formeln zu korrigieren sind und die in unseren Bezeichnungen lautet

$$L = L_n + \Delta L$$

L_n bedeutet den nach den angegebenen Formeln berechneten Wert des Selbstinduktionskoeffizienten, ΔL die hinzuzufügende Korrektion, und zwar wird

$$\Delta L = 4\pi r N \left\{ ln \frac{\varrho'}{\varrho} + 0{,}138 + \varepsilon \right\}$$

ΔL besteht, wie der obige Ausdruck zeigt, aus drei Teilkorrektionen, von denen die erste dem Einfluß der Isolation Rechnung trägt (ϱ' bzw. ϱ Halbmesser des isolierten bzw. des blanken Drahtes).

Die zweite berücksichtigt den Übergang vom rechteckigen bzw. quadratischen zum kreisförmigen Leiterquerschnitt.

Die letzte endlich (ε) rührt her von dem Unterschied des gegenseitigen Induktionskoeffizienten zwischen den einzelnen Windungen bei quadratischem und kreisförmigem Drahtquerschnitt.

Der Größenordnung nach übertrifft die erste bei weitem die beiden folgenden. In allen praktisch vorkommenden Fällen wird man die dritte gänzlich außer Betracht lassen können, da sie ihrer Kleinheit wegen den beiden anderen gegenüber vollkommen vernachlässigt werden kann.

Die folgende Tabelle enthält einige Werte des Selbstinduktionskoeffizienten von Spulen, die auf diese Weise korrigiert wurden im Vergleich zu den nicht korrigierten.

r	N	2ϱ	g	L_M	$L_{corr.}$	L_t	Abweich. in %
5 cm	4	0,1 cm	1,9 cm	1 816 cm	1 981 cm	2 004 cm	1,2
10 „	4	0,1 „	1,9 „	5 006 „	5 355 „	5 315 „	0,8
20 „	4	0,1 „	1,9 „	12 828 „	13 494 „	13 336 „	1,1
50 „	4	0,1 „	1,9 „	41 217 „	42 900 „	42 600 „	0,7
100 „	4	0,1 „	1,9 „	96 510 „	99 880 „	99 050 „	0,8

Der Berechnung ist die auf Seite 20 behandelte Spule zugrunde gelegt worden.

Digitized by Google

Der Wert L_n ist aus der Maxwellschen Näherungsformel errechnet worden, wobei zu beachten ist, daß für die Größe b in unserem Falle nicht der Wert 2 cm, sondern der durch die angenommene Isolation der Windungen vergrößerte $b' = 3{,}8$ cm einzusetzen ist (siehe Fig. 5).

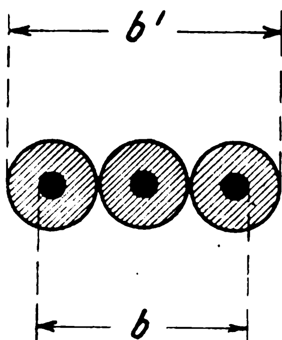


Fig. 5.

Die Abweichungen zwischen den so berechneten Werten und den sich aus unserer Formel ergebenden sind von 8 % auf 1 % gesunken.

Der Einfluß der Korrektionsformel wird um so geringer, je größer die Windungszahl der Spule gewählt wird.

Zusammenfassung.

Es wird eine Formel abgeleitet für eine mehrlagige Spule, deren Schichtabstände verschieden sind von den Windungsabständen in jeder Schicht. Als spezielle Fälle sind in dieser allgemeinen Formel enthalten:

1. Die Strassersche Formel für einlagige Zylinderspulen;
2. die von mir seiner Zeit gegebene Formel für Flachspulen;
3. die Spule mit rechteckigem Wickelraum und gleichem Schichten- und Windungsabstand;
4. die Spule mit quadratischem Wickelraum;
5. Spulen mit unendlich nahe beieinander liegenden Windungen.

Die Berechnung des Selbstinduktionskoeffizienten der praktisch am häufigsten vorkommenden Spulenarten (quadratischer und rechteckiger Wickelraum) wird durch Benutzung mitgeteilter Tabellen sehr vereinfacht.

Im zweiten Teil der Untersuchung werden die Formeln von Maxwell, Perry, Weinstein, Stefan usw. für mehrlagige Spulen mit der vorherigen verglichen, wobei sich herausstellt, daß alle recht erhebliche Abweichungen ihr gegenüber aufweisen.

Korrigiert man sie mittels einer von Maxwell angegebenen Korrektionsformel, so werden die Unterschiede in vielen Fällen unerheblich. Sie können deshalb in Verbindung mit der Maxwellschen Korrektionsformel überall dort angewendet werden, wo es sich nicht um große Genauigkeit handelt.

Digitized by Google

Ein Elektronenverstärker für niedrige Anodenspannung.

Von **E. Rüchardt.**

(Mitteilungen aus dem Physikalischen Institut der Universität Würzburg über Arbeiten im Auftrag von Heer und Marine.)

Im Würzburger physikalischen Institut sind in den letzten Jahren Versuche zur Konstruktion von Verstärkerröhren und Verstärkern für möglichst niedrige Anodenspannung angestellt worden. Die Untersuchung ist von Herrn Geheimrat W. Wien angeregt und zum größten Teil von ihm mit meiner Mitarbeit ausgeführt worden. An der technisch-konstruktiven Durcharbeitung der Lampen haben sich Herr Dr. H. Seemann und Herr Professor M. Seddig beteiligt. Die Untersuchung der elektrischen Eigenschaften der definitiven Röhrentypen ist zum größten Teil von Herrn Professor F. Harms durchgeführt worden.

Die Röhren.

Das Prinzip der Röhren unterscheidet sich wesentlich von dem der üblichen Verstärkerröhren mit gitterförmiger Steuerelektrode. Der gespannte Wolframdraht befindet sich einfach zwischen zwei ca. 2 mm

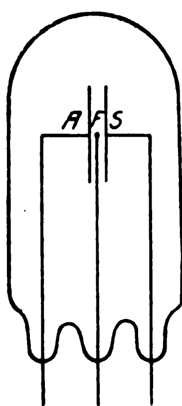


Fig. 1.

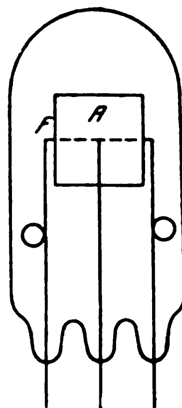


Fig. 2.

voneinander abstehenden, plattenförmigen Elektroden. Die eine Elektrode ist Anode, die andere Steuerelektrode. Die Eigentümlichkeit der Röhre besteht also darin, daß die Steuerelektrode nicht zwischen Kathode und Anode angebracht ist, sondern hinter der Kathode. Als

Digitized by Google

die Versuche bereits ziemlich weit fortgeschritten waren, wurde eine englische Patentanmeldung bekannt[1]). Diese betrifft eine Verstärkerröhre, bei der der Glühfaden um einen mit Nickeloxyd isolierten Draht spiralförmig aufgewickelt ist. Der Draht, der also auch hinter der Kathode liegt, bildet die Steuerelektrode. Zwei plattenförmige Anodenbleche schließen den Glühdraht ein. Das Prinzip ist offenbar das gleiche wie bei unserer Röhre, doch muß die Wärmeableitung störend wirken.

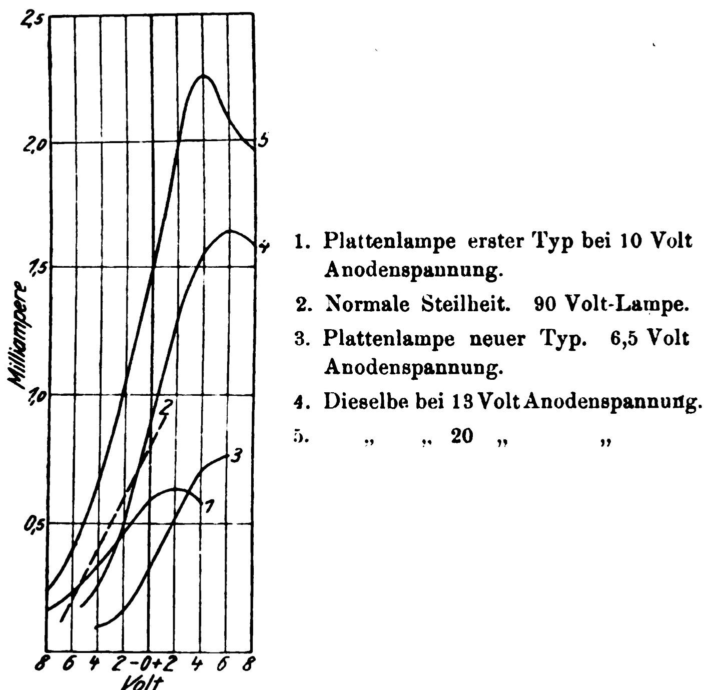


Fig. 3.

Bei unseren ersten Versuchen wurde der Glühfaden einfach in gleichem Abstand zwischen den Platten angebracht wie Fig. 1 und 2 schematisch zeigen.

Die mit 10 Volt Anodenspannung aufgenommene Anodenstromcharakteristik zeigt Fig. 3 Kurve 1. Abszissen sind Spannungen der

1) Brit. Patentschrift 1694, 1915 Western electric Company. Vgl. H. Eales, Jahrb. d. drahtl. Telegr. 12, 1918, S. 308 ff.

Digitized by Google

Steuerelektrode, Ordinaten Anodenströme in Milliampere. Da die Steilheit des Kurvenanstieges bei negativen Spannungen der Steuerelektrode wesentlich die Güte einer Röhre bestimmt, ist zum Vergleich punktiert die normale Steilheit einer 90 Volt-Verstärkerröhre mit gitterförmiger Steuerelektrode (zylinderförmige Anordnung) beigefügt (Kurve 2). Die Steilheit dieser neuen Röhre betrug demnach nur etwa $^6/_{10}$ der Steilheit einer 90 Volt-Röhre. Verstärkungsmessungen mit nur einer Röhre ergaben eine 4—5fache Stromverstärkung mit 10 Volt Anodenspannung, gegenüber einer ca. 10fachen Verstärkung einer normalen Röhre mit 90 Volt. Die Verstärkerschaltungen werden im zweiten Abschnitt besprochen. Die weiteren Versuche bezogen sich auf die Untersuchung des Einflusses von Elektrodenform und -Größe, Elektrodenabstand und Lage des Fadens zwischen den Platten, ferner auch auf den Einfluß etwaiger Gasreste. Unter anderem wurde ein gespannter Draht als Steuerelektrode versucht und der Anode die Gestalt eines nach dem Faden hin offenen Halbzylinders gegeben. Die Plattenform der Elektroden erwies sich indessen als die günstigste. Der Plattenabstand sollte 1—2 mm betragen. Der Faden muß möglichst nahe an der Steuerelektrode liegen. Durch diese Änderung wurden Lampen mit wesentlich günstigeren Charakteristiken und besserer Verstärkung erzielt. Indessen war gute Verstärkung nur durch eine geringe Überlastung des Fadens zu erreichen, und es gelang nicht eine größere Anzahl gleichmäßig guter Lampen herzustellen. Es wurde zunächst vermutet, daß die Ansprüche an die Güte des Vakuums höhere seien als bei den Röhren mit hoher Anodenspannung. Die Elektroden wurden deshalb durch Elektronenbombardement entgast. Die Mängel der Lampen wurden dadurch nur zum Teil behoben. Schließlich zeigte sich, daß die Ungleichmäßigkeit der Lampen auf Verbiegung der Elektroden und Fadenträger bei der starken Erhitzung zurückzuführen war. Dadurch war die bei der Herstellung vorgesehene Lage des Fadens nicht garantiert. Der Versuch, diesem Übelstand abzuhelfen, führte zu einer Reihe von Neukonstruktionen. Fig. 4 zeigt eine von Professor M. Seddig vorgeschlagene Form in den wesentlichen Teilen. Die Elektroden sind hier um einen Glasstab teilweise herumgebogen und behalten dadurch einen festen Abstand.

Die definitiv angenommene Form, die von H. Seemann entworfen ist, zeigt Fig. 5. Die Elektroden sind rechtwinklig gebogen und an einem gemeinsamen Glasträger befestigt. Der Glühfaden wird durch geeignet gebogene Kupferdrähte mit Stahlseele gespannt. Die Spanndrähte bilden gleichzeitig die Stromzuleitung. *S* ist Steuer-

Digitized by Google

elektrode, A Anode. Der Faden befindet sich näher an S. In der Figur ist er der Deutlichkeit halber zu hoch gezeichnet. Die Abbildung bezieht sich auf die letzte Form in „Liliputformat". Die Röhre ist nur 5 cm hoch. Der Übelstand der notwendigen Fadenüberlastung wurde zuletzt durch Wahl geeigneten Wolframdrahtes beseitigt. Die Ungleichmäßigkeit des Materials hat hier überhaupt viele

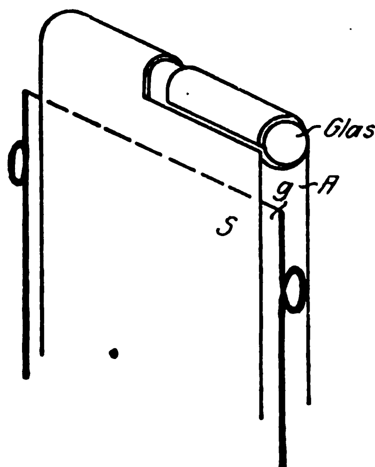


Fig. 4.

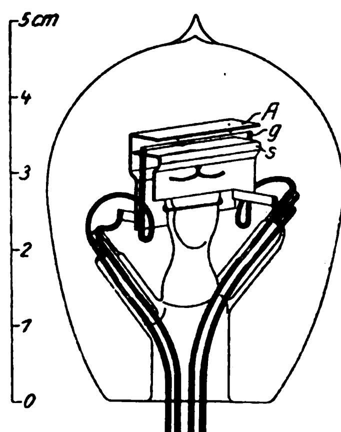


Fig. 5.

Schwierigkeiten verursacht. Als vorzüglich erwies sich der Kristalldraht der Firma Pintsch. Leider sind die meisten Verstärkermessungen vor Beseitigung dieses Lampenfehlers ausgeführt worden.

Fig. 3 zeigt in den Kurven 3, 4, 5 die Charakteristiken eines neueren Lampentyps bei drei verschiedenen Anodenspannungen (6,5 Volt, 13 Volt, 20 Volt). Um die Eigenschaften der Röhren zu charakterisieren, bedienen wir uns der theoretischen Überlegungen von Barkhausen.

Bedeuten J_a und E_a Anodenstrom bzw. Anodenspannung, E_g die Steuerelektrodenspannung, so gilt:

$$d\,J_a = \left(\frac{\partial J_a}{\partial E_g}\right)_{E_a} d\,E_g + \left(\frac{\partial J_a}{\partial E_a}\right)_{E_g} d\,E_a$$

oder

$$i_a = S\,e_g + \frac{1}{R_i}\,e_a$$

wo i_a, e_a, e_g die entsprechenden Wechselstromgrößen sind und

Digitized by Google

$$S = \left(\frac{\partial J_a}{\partial E_g}\right)_{E_a} \quad \text{und} \quad R_i = \frac{1}{\left(\frac{\partial J_a}{\partial E_a}\right)_{E_g}}$$

als Steilheit und innerer Widerstand der Röhre bezeichnet werden. Diese Größen können unmittelbar den Gleichstromcharakteristiken der Röhre entnommen werden.

Ferner gilt:

$$e_a + i_a R_a = 0$$

und

$$S R_i \cdot e_g = i_a (R_i + R_a)$$

wo R_a der äußere Widerstand im Anodenstromkreis ist. Die maximale Leistung erhält man für $R_i = R_a$. Diese Leistung ist:

$$N_v = e_a i_a = \frac{S^2 R_i}{4} e_g{}^2 = \frac{G_r e_g{}^2}{4}$$

G_r ist ein Maß für die Röhrengüte. Die Größe $D = \left(\frac{\partial e_a}{\partial e_g}\right)_{i_a}$ wird als Durchgriff bezeichnet. Die Größe von D ist bei Plattenröhren abhängig von der Lage des Glühfadens zwischen den Platten und dem Plattenabstande und ist viel größer als für 90 Volt-Röhren. D, S und R_i sind durch die Beziehung $D S R_i = 1$ verknüpft.

In Tabelle 1 sind die Größen S, R_i, D und G_r für die Röhre, deren Charakteristiken 3, 4, 5 Fig. 3 sind, angegeben. In Tabelle 2 finden sich die entsprechenden Daten für eine Anzahl weiterer Plattenröhren. Der Anodenstrom in M.A. pro Watt Heizleistung ist ein Maß für die Röhrenbelastung. Einer normalen Belastung entsprechen 1 bis 2 $\frac{\text{M.A.}}{\text{Watt}}$. S_0 ist die maximale Steilheit bei ca. — 1,5 Volt Steuerelektrodenspannung. S in der ersten Tabelle ist die Steilheit bei — 4 Volt und 13 Volt Anodenspannung, in der zweiten bei — 6 Volt und 12 Volt Anodenspannung. Auch R_i und D beziehen sich auf diese Verhältnisse. Bei Plattenröhren sind diese Größen nicht unabhängig vom Arbeitsgebiet, da die Charakteristik durch Änderung der Anodenspannung keine völlig formgetreue Verschiebung erfährt. $G_{r\,max}$ entspricht S_0, G_r entspricht S. In der letzten Horizontalreihe von Tabelle 2 sind die mittleren Daten für eine normale 90 Volt-Röhre zum Vergleich angegeben.

Digitized by Google

Tabelle 1.

M.A. Watt	S	R_i	D	G_r	
3,2	$\frac{1}{\text{Ohm}}$ $1{,}2 \cdot 10^4$	Ohm $1{,}6 \cdot 10^4$	52 %	$\frac{1}{\text{Ohm}}$ $2{,}3 \cdot 10^{-4}$	Alle Größen bezogen auf — 4 Volt-Steuerelektrodenspannung und 13 Volt Anodenspannung

Tabelle 2.

Röhren	M.A. Watt	S_0	S	R_i	D	G_r	$G_{r\,max}$
Plattenröhren 12 Volt Anodenspannung		$\times 10^{-5}$	$\times 10^{-5}$	$\times 10^{-4}$		$\times 10^{-4}$	$\times 10^{-4}$
	2.3	14	14	0.5	143	0.98	1.4
	1.1	23	18	0 7	79	2.3	3.7
	2.4	30	17	0.74	80	2.1	6.3
	1.5	6	11	0.80	114	0.97	0.36
	1.4	17	14	0.87	82	1.7	2.7
	1 3	14	9	2.2	50	1.8	5.3
90 Volt-Röhre		10	10	10	10	10	10

Aus den Kurven und Tabellen ist folgendes zu entnehmen:

Die Steilheit der Plattenlampen mit unsymmetrisch gelegenen Faden ist im allgemeinen größer als die Steilheit der Gitterröhren. Unter den angeführten Beispielen findet sich nur eine Ausnahme. In einem der angeführten Fälle erreicht S_0 den dreifachen Wert der Steilheit einer 90 Volt-Röhrencharakteristik. Die große Steilheit ist erreicht durch die Nähe der Steuerelektrode am Faden. Der innere Widerstand R_i ist viel kleiner als bei 90 Volt-Röhren (ca. $^1/_{10}$). Diesem Umstand ist es zu verdanken, daß man mit niedrigen Anodenspannungen auskommt. Durch die größere Steilheit wird die Güte der Röhre erhöht, durch den kleineren inneren Widerstand verringert. $G_{r\,max}$ beträgt im günstigsten Falle 0,6 der Güte einer 90 Volt-Röhre. Tatsächlich konnte jedoch die maximale Güte lange nicht ausgenutzt werden. Mit der oben erwähnten notwendigen Überlastung des Glühfadens war ein beträchtlicher Strom verbunden, der zwischen Kathode und Steuerelektrode auch noch bei mehr als 1,5 Volt negativer Spannung der letzteren auftrat. Im Arbeitsgebiet muß aber der Steuerelektrodenstrom praktisch 0 sein. Man mußte deshalb beträchtliche Gegenspannungen an die Steuerplatte anlegen (— 4 Volt oder darüber) und diesem Umstand bei der Verstärkerschaltung Rechnung tragen.

Digitized by Google

Die Folge war, daß das Arbeitsgebiet nicht mit der steilsten Stelle der Charakteristik zusammenfiel. S, R_i, D und G_r der Tabelle beziehen sich auf dieses Arbeitsgebiet. Die Röhren mit Pintschdraht zeigen diesen Mangel nicht mehr. Die Steuerelektrodenströme sind hier von der gleichen Größenordnung wie bei 90 Volt-Röhren, und man muß deshalb mit kleineren Gegenspannungen auskommen und die Steilheit voll ausnützen können. Die Versuche sind aber inzwischen eingestellt worden. Aus den Kurven der Fig. 3 ist ersichtlich, daß

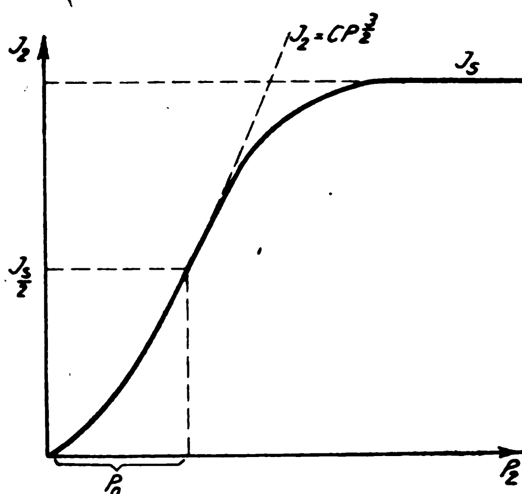


Fig. 6.

die Steilheit bei einer Steigerung der Anodenspannung von 13 auf 20 Volt nicht mehr wesentlich steigt. Verstärkermessungen ergaben in Übereinstimmung damit einen nicht sehr beträchtlichen Zuwachs der Verstärkung beim Übergang von 12 auf 20 Volt Anodenspannung. Weitere Steigerung der Anodenspannung war zunächst ohne Einfluß, setzte dann die Verstärkung sogar herab. Die Höhe der anzuwendenden Anodenspannung ist indessen abhängig von dem Abstand der Anode vom Glühfaden. Die Anodenspannung muß so hoch gewählt werden, daß die steilste Stelle der Charakteristik in das Gebiet negativer Steuerelektrodenspannung verschoben wird. Bei einer Röhre ohne Steuerelektrode zeigt die Anodenkennlinie $J_a = f(E_a)$ einen in Fig. 6 schematisch angedeuteten Verlauf.

Digitized by Google

Nach Langmuir[1]) und Schottky gilt

$$J_a = C E_a^{\frac{3}{2}}$$

Die Konstante ist abhängig von Form und Anordnung der Elektroden. Die Spannung E_0 („Verschiebungsspannung") entspricht der Stelle größter Steilheit der Charakteristik. Der dazugehörige Strom ist ungefähr der halbe Sättigungsstrom $\frac{J_s}{2}$. Nur bis zu diesem Strome gilt die obige Gleichung. Aus Fig. 3 ist ersichtlich, daß bei zunehmender Anodenspannung die Charakteristik sich nach links verschiebt. Nach Barkhausen gilt

$$D E_a \geqq E_0$$

als Bedingung dafür, daß die größte Steilheit bei negativer Steuerelektrodenspannung liegt. Die anzuwendende Anodenspannung E_a läßt sich hieraus berechnen wenn D und E_0 bekannt sind. Da für Plattenröhren (siehe Tabelle 2) rund $D = 1$ (100 %), wird $E_a = E_0$.

Nach Langmuir[2]) ergibt sich für C in der Gleichung

$$J_a = C E_a^{\frac{3}{2}}$$

für eine unendlich ausgedehnte glühende Platte als Kathode und eine im Abstand x cm von ihr befindliche kalte unendlich ausgedehnte, plattenförmige Anode,

$$C = \frac{2{,}33 \cdot 10^{-6}}{x^2} F$$

wenn der Strom in Ampere, die Spannung in Volt gemessen ist und F die Größe der Kathodenoberfläche in cm^2 bedeutet. In roher Annäherung wenden wir die Gleichung

$$\frac{J_s}{2F} = \frac{2{,}33 \cdot 10^{-6}}{x^2} E_0^{\frac{3}{2}}$$

für einen glühenden Draht an, der einer Plattenanode in Abstand x gegenübersteht. Langmuir hat l. c. gezeigt, daß sie sich für zwei gegenüberstehende Drahtschleifen noch gut bewährt. $\frac{J_s}{2}$ entspricht E_0, das in unserem Falle angenähert gleichzusetzen ist der bei dem Niedervoltverstärker gewünschten Anodenspannung. Wir setzen $E_0 = 12$ Volt.

J_s läßt sich aus der bekannten Gleichung von Richardson

1) J. Langmuir, Phys. Rev. N. S. Vol. II, Nr. 6, Dez. 1913, p. 450 ff.
2) J. Langmuir, l. c. p. 457.

Digitized by Google

$$\frac{J_s}{F} = a\sqrt{T}e^{-\frac{b}{T}}$$

berechnen.

Nach Langmuir[1]) gilt für Wolfram.

$$a = 34 \cdot 10^6$$
$$b = 55\,500$$

T entnehme ich einer Tabelle von M. Pirani, wonach für Normalbelastung $\left(\text{ca. } 1{,}5\ \frac{\text{M.A.}}{\text{Watt}}\right)$ für Wolframdrähte $T = 2300$ abs. ist.

Dann findet sich aus

$$x^2 = 2\,\frac{2{,}33 \cdot 10^{-6} E_0^{\frac{1}{2}}}{a\sqrt{T}}\,e^{\frac{b}{T}}$$
$$x = 0{,}06 \text{ cm}$$

Für $E_0 = E_a = 20$ Volt findet man x zu ca. 0,09 cm. Die Größenordnung stimmt gut mit der Erfahrung überein. Wählt man den Abstand größer als 2 mm, so zeigt die Messung, daß die Charakteristiken bei derartig niedrigen Anodenspannungen noch gänzlich im Gebiet positiver Steuerelektrodenspannung und damit endlichen Steuerplattenstromes verlaufen. Man erhält dann natürlich auch keine Verstärkung. Die obige Rechnung ist analogen Betrachtungen von Barkhausen nachgebildet, die er für 90 Volt-Röhren mit zylindrischer Elektrodenanordnung durchgeführt hat.

Die wesentlichen Eigenschaften der Plattenlampe dürften damit charakterisiert sein.

Der Verstärker.

Das Schema der Verstärkerschaltung für eine Röhre ist in Fig. 7 angegeben.

E liefert die Gegenspannung der Steuerplatte.

Die Primärspule des Eingangstransformators ist dem Verwendungszweck anzupassen. Die Sekundärspule besteht aus vielen Windungen (ca. 60 000) sehr dünnen Drahtes und ist zusammen mit der Röhrenkapazität in Resonanz auf eine Frequenz von ungefähr 1000. Hier besteht kein prinzipieller Unterschied gegenüber dem gewöhnlichen 90 Volt-Verstärker. Der Schlußtransformator kann bei einem Telephon mit hohem Widerstand wegen des relativ niedrigen inneren Wider-

1) J. Langmuir, l. c. p. 486.

Digitized by Google

standes der Röhren fortgelassen werden. Das Schema eines Verstärkers für zwei Röhren zeigt Fig. 8.

Diese Schaltung ist nur eine der möglichen. Die Primärspule des Zwischentransformators besitzt im Gegensatz zum 90 Volt-Verstärker einen verhältnismäßig geringen Wechselstromwiderstand, der dem Röhrenwiderstande angepaßt sein muß. Das Transformationsverhältnis bei unseren Versuchen betrug 2000 : 60 000. Durch Hintereinanderschaltung von Glühbatterie (6 Volt) und Anodenbatterie (12 Volt)

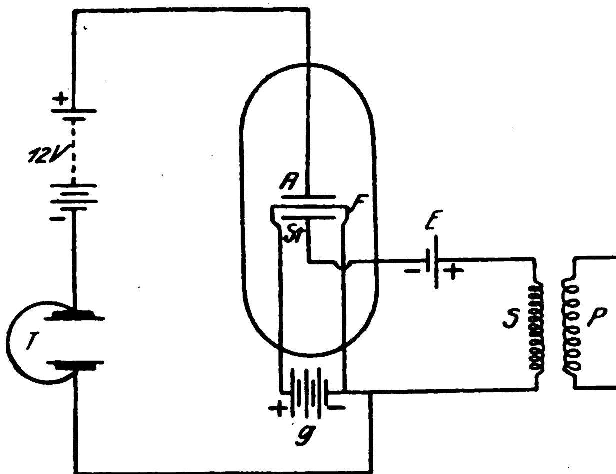


Fig. 7.

kommen die 6 Volt als Anodenspannung mit zur Geltung, so daß diese insgesamt 18 Volt beträgt. Die Glühfäden der Lampen sind hintereinandergeschaltet, wodurch Stromverbrauch in Vorschaltwiderständen vermieden wird. Jede Lampe braucht 3 Volt. Der Strom beträgt ca. 0,55 Amp. Die Gegenspannung der Steuerplatte kann durch zwei Trockenelemente (für jede Lampe eines) geliefert werden, wenn die Lampen hinlänglich kleine Gitterströme besitzen. Will man ein Trockenelement sparen, so kann man E_2 fortlassen und statt dessen das Ende der Sekundärspule des Zwischentransformators an das negative Glühfadenende der ersten Lampe statt an das der zweiten anschließen. Die Gegenspannung wird dann allerdings bei der zweiten Lampe größer als bei der ersten. Da unsere Versuche mit Lampen, die zu starken Gitterstrom besaßen, ausgeführt wurden, war eine größere Gegenspannung sogar notwendig. Eine automatisch richtige Gegenspannung

Digitized by Google

erhält man, wenn man statt der Elemente nach Vorschlag von Prof. Barkhausen Kondensatoren (ca. 0,5 M.F.) benutzt. Der Kondensator wird von dem Gitterstrom gerade so weit aufgeladen, bis die notwendige Gegenspannung, die das Fließen des Stromes verhindert, erreicht ist. Der Kondensator darf nicht zu gut isolieren. Es müssen daher sehr hohe Widerstände (ca. 10^6 Ω) parallel geschaltet werden. Fig. 9 zeigt eine Schaltung bei der nur ein Kondensator (bei der zweiten Lampe) zur Verwendung kommt und dennoch die erste Lampe eine Gegenspannung an der Steuerelektrode erhält, die größer ist als — 3 Volt. Die an den Enden des Glühfadens angeschriebenen Zahlen bedeuten die positive Spannung in Volt gegenüber dem negativen Pol der Glühbatterie. Man sieht, daß die Steuerelektrode der ersten Lampe, die über die Sekundärspule mit diesem Pol verbunden ist, 3 bis 6 Volt negativ ist gegenüber dem Glühfaden. Leider ist der Kondensator als Gegenspannung nicht ganz zuverlässig. Es zeigt sich nämlich der Nachteil, daß die höhere Aufladung bei starkem in den Verstärker hineingeschickten Wechselstrom meist einige Sekunden braucht um abzufließen. Während dieser Zeit werden dann schwache Töne infolge zu hoher Gegenspannung wenig oder nicht verstärkt. Atmosphärische Einwirkungen bei Gebrauch von Antennen könnten wohl derartige Verstärkerstörungen hervorrufen. Verkleinerung des Parallelwiderstandes macht die Wirkung des Kondensators zunichte.

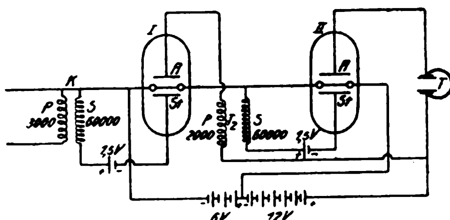


Fig. 8.

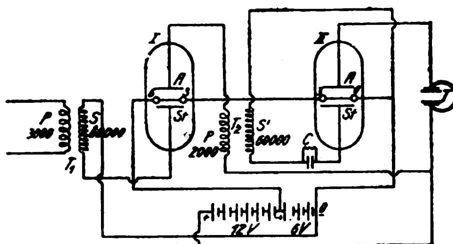


Fig. 9.

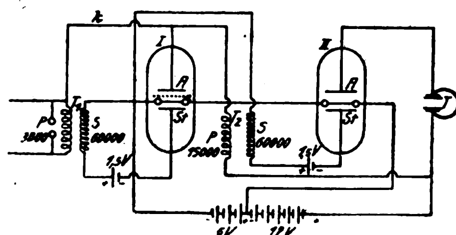


Fig. 10.

Digitized by Google

Die maximale erreichte Stromverstärkung mit zwei Plattenlampen in derartigen Verstärkeranordnungen, von denen viele durchprobiert wurden, war immerhin 150-fach, was der Verstärkung eines normalen 90 Volt-Zweifachverstärkers gleichkommt. Näher auf ihre Frequenzabhängigkeit wurden diese Verstärker nicht untersucht.

Es war erwünscht möglichst rasch praktische Versuche in größerem Stil mit Niederspannungsverstärkern anzustellen. Zu dem Zwecke mußte eine größere Anzahl derartiger Verstärker angefertigt werden. Das Herstellen von Transformatoren im Institut stieß aber auf Schwierigkeiten. Auch wurde gewünscht, möglichst fertige 90 Volt-Verstärker durch bloßes Umschalten in Verstärker für niedrige Anodenspannung umzuwandeln. Da der Zwischentransformator der 90 Volt-Verstärker eine Primärspule mit 15 000 Windungen und einem Widerstand besitzt, der dem inneren Widerstand $R_i = 100\,000$ Ohm der 90 Volt-Röhren angepaßt ist, blieb nichts übrig als die erste Röhre diesem Transformator anzupassen. Es gelang verhältnismäßig leicht, rein empirisch wenigstens eine provisorische Lösung zu finden. Zwischen Anode und Glühfaden einer Plattenröhre, sehr nahe an dem letzteren, wurde ein enges Gitter aus dünnen Drähten angebracht, das leitend mit dem positiven Ende des Glühfadens verbunden wurde. Durch diese Änderung wird der innere Widerstand der Röhre anscheinend hinlänglich dem hohen Widerstand der Primärspule angepaßt. Indessen sind die Eigenschaften der Röhre nicht sehr gute, so daß sie nur als Provisorium betrachtet werden kann. Ihr Steuerelektrodenstrom ist gering, so daß keine große Gegenspannung an der Steuerelektrode erforderlich ist. Ein mit dieser Zwischengitterlampe als erster und einer Plattenlampe an zweiter Stelle ausgerüsteter Verstärker, der mit Transformatoren eines gewöhnlichen Zweifachverstärkers von Telefunken ausgestattet war, wurde nach dem Schema von Fig. 10 geschaltet. Die Plattenlampe erhielt wegen des mehrfach erwähnten größeren Gitterstromes eine größere Gegenspannung durch ein Trockenelement und entsprechenden Anschluß des Transformators. Der Verstärker enthält eine innere Koppelung durch den Draht *K*. Der Verstärker wurde einer genauen Prüfung unterzogen. Es zeigte sich, daß er auf eine Frequenz, die unter 1000 lag, scharf in Resonanz war. Die Stromverstärkung soll durch Tabelle 3 und 4 illustriert werden.

Digitized by Google

Tabelle 3.

n	Stromverstärkung	n	Stromverstärkung
400	90	800	105
500	112	900	80
600	130	1000	65
650	136	1100	56
700	134		

Tabelle 4.

n	Stromverstärkung	n	Stromverstärkung
680	116	940	270
750	200	985	200
860	430	1160	115

Die Zahlen beziehen sich auf zwei verschiedene Verstärker des Typus Fig. 10. Das Maximum der Verstärkung liegt bei dem einen Verstärker bei $n = 650$, bei dem anderen bei $n = 860$. In Tabelle 4 sind die Verstärkungen viel größer und übertreffen die eines normalen 90 Volt-Verstärkers um ein Vielfaches. Ein 90 Volt-Verstärker von Telefunken gibt bei $n = 1000$ eine Verstärkung von 100 oder etwas darüber. Bei tieferen Frequenzen ist die Verstärkung kleiner, bei höheren etwas größer. Das Resonanzgebiet muß bei viel höheren Frequenzen liegen und wurde nicht erreicht. Die große Verstärkung des 12 Volt-Verstärkers ist wesentlich durch Ausnutzung des Resonanzgebietes zu erklären. Die Unterschiede in den Verstärkern beruhen wohl auf Unterschieden der inneren Koppelung. Ausnutzung der Resonanz ist bei einem Verstärker für vielseitige Verwendung nicht erwünscht. Innere Koppelungen geben leicht Veranlassung zum Selbsttönen. Bei einer definitiven Konstruktion wird man natürlich die Zwischengitterröhre vermeiden und die Transformatoren der Plattenlampe anpassen. Ein Vierfachverstärker mit vier Plattenlampen wurde ebenfalls hergestellt. Man erhielt Stromverstärkungen von etwa 3500. Diese Verstärkung ist wesentlich größer als die eines guten Dreifach-Verstärkers für 90 Volt. Das Optimum dürfte noch kaum erreicht sein. Bei den Verstärkermessungen wurde der Eingangsstrom immer so schwach gewählt, daß Unabhängigkeit der Verstärkung von demselben bestand.

Wenn auch die Verstärker noch keineswegs als vollkommen zu betrachten sind, so geht doch wohl aus dem gesagten hervor, daß es möglich ist mit derartigen Plattenlampen einen Verstärker für niedrige Anodenspannung herzustellen, der den Anforderungen, die an einen guten Verstärker gestellt werden, genügt. Im Institut besteht nicht die Absicht, die Versuche fortzusetzen, die nunmehr wesentlich in der technischen Durcharbeitung des Verstärkers zu bestehen hätten.

Digitized by Google

Referate.

V. Pieck: Über die Vorgänge im sogenannten Löschfunken. (Göttinger Diss. und Annal. **54**, 197, 1917.) Selbstreferat des Verf.

Einleitend wird das bisher vorliegende Material einer kritischen Durchsicht unterzogen und gezeigt, daß trotz mannigfacher Erklärungsversuche eine eigentliche Theorie des von M. Wien entdeckten Löschfunkenvorganges bisher nicht gegeben worden ist. Ausgehend von der, von H. Th. Simon (Physik. Zeitschr. **6**, 297, 1905) aufgedeckten Tatsache, daß die Funkenentladung nichts anderes ist, als ein Wechselstromlichtbogen hoher Frequenz, hatte zuerst Roschansky (Physik. Zeitschr. **13**, 931, 1912) den richtigen Weg beschritten, indem er die nach jeder Stromumkehr in der Spannungskurve auftretende hohe Zündzacke verantwortlich machte (Fig. 1). Die Funkenspannung tritt als

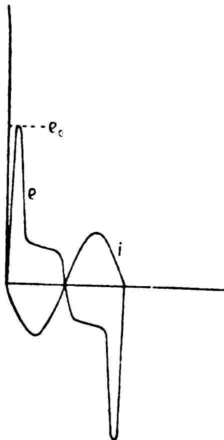


Fig. 1.

Gegen-E.M.K. auf; erreicht die zur Verfügung stehende treibende E.M.K., während der Strom noch verschwindend klein ist, die Höhe dieser Zacke nicht, so muß der Funke erlöschen. Diese Bedingung hatte Roschansky mathematisch formuliert und so gefunden, daß bei gekoppelten Kreisen, in denen die beiden Kopplungswellen auftreten und miteinander schweben, das Erlöschen am leichtesten im Minimum der Schwebung eintritt und zwar um so leichter, je schwächer die Kopp-

Digitized by Google

lung. und daß die Entladespannung, d. h. die Funkenlänge um so kleiner sein muß, je fester die Kopplung. Leider hatte Roschansky aus seinen Voraussetzungen — Auffassung des Funkens als hochfrequenter Wechselstromlichtbogen — nicht in weitestem Umfange die nötigen Konsequenzen gezogen, da man nur dann zu einer befriedigenden Lösung gelangen kann, wenn man die gesamte Lichtbogendynamik zugrunde legt. Hiernach ist es entscheidend für ein Zustandekommen der Löschwirkung, ob eine elektromotorische Kraft vorhanden ist, die die Zündspannung e_0 zu überwinden gestattet. Diese Zündspannung aber darf keineswegs, wie es bei Roschansky geschehen war, als fest gegeben und nur schwach veränderlich mit der Funkenlänge angesehen werden, da sie sich, wie die Versuche von Simon gezeigt haben, in komplizierter Weise mit dem Stromverlauf ändert. Simon[1]) hat insbesondere nachgewiesen, daß mit wachsender Stromamplitude die Zündspitze immer mehr fällt und schließlich sogar überhaupt verschwindet, mit abnehmender Stromamplitude dagegen immer steiler und höher anwächst. Ebenso steigt sie mit wachsender und fällt mit abnehmender Wärmeabfuhr in der Umgebung der Funkenbahn.

Unter Berücksichtigung aller dieser Gesichtspunkte war eine Arbeit entstanden, die, auf Anregung von Hrn. Prof. H. Th. Simon, die Herren Masing und Wiesinger[2]) unternommen hatten. Um die experimentelle Prüfung zu vereinfachen, waren hier zwei Schwingungskreise verwendet worden in einer Anordnung, bei der auf jegliche induktive Koppelung verzichtet wurde. So kommt für die elektromotorische Kraft in jedem dieser Kreise nur Kapazität und Induktivität des Kreises selber in Betracht, und es kann keine vom andern Kreise in ihm induzierte Spannung auftreten. Auch wird hierdurch die Komplikation vermieden, die dadurch entsteht, daß mit der Koppelung sich nicht nur die Frequenz, sondern auch die Dämpfung der beiden Schwingungen ändert, von denen beiden die Löschwirkung abhängig ist.

In der benutzten Versuchsanordnung werden nämlich zwei Schwingungskreise, die miteinander nicht gekoppelt sind, durch eine gemeinsame Funkenstrecke erregt. Beim Überspringen des Funkens setzen in beiden Kreisen Schwingungen ein mit der ihnen zukommenden Frequenz und Dämpfung. Sind die beiden Frequenzen verschieden voneinander, so müssen in der Funkenstrecke die beiden

1) H. Th. Simon, l. c. und Jahrb. d. drahtl. Telegr. u. Teleph. 16, 1907.

2) Masing u. Wiesinger, Phys. Zeitschr. 16, p. 185, 1915.

Digitized by Google

Ströme miteinander interferieren und zu Schwebungen Anlaß geben, so daß hier genau dieselben Vorgänge sich abspielen können wie in der Wienschen Funkenstrecke bei der Interferenz der beiden Koppelungsschwingungen. Tritt Löschwirkung auf, reißt also der Funke ab, so muß die noch vorhandene Energie, unter Ausschaltung der Funkenstrecke, in den beiden Kreisen in Hintereinanderschaltung ausschwingen mit derjenigen Frequenz und Dämpfung, die dem so gebildeten Kreise entspricht. Da eine Gasstrecke hierbei nicht mehr vorhanden ist, so hat man es in der Hand, die Dämpfung dieser Schwingung sehr klein zu halten. (Eine solche Anordnung ist in der Literatur schon mehrfach beschrieben worden.)[1])

Wien spricht von „reiner Löschwirkung" dann, wenn der Funke bereits im ersten Schwebungsminimum erlischt. Sie wird erzielt durch eine hinreichend schwache Koppelung seiner beiden Kreise. Ganz entsprechend konnten Masing und Wiesinger zeigen, daß bei hinreichend kleiner Verstimmung von einer ganz bestimmten Verstimmung ihrer beiden Kreise gegeneinander ab reine Löschwirkung auftritt. Der Zweck ihrer Arbeit war der, zu untersuchen, wie sich diese mit den Eigenschaften der Funkenstrecke ändert. Als Maß für die Güte der Löschwirkung nehmen sie diejenige größte Verstimmung, bei der gerade noch reine Löschwirkung auftritt. Denn je größer diese Verstimmung, desto eher erfolgt das erste Schwebungsminimum, desto eher erlischt der Funke, desto besser ist also die Löschwirkung. Sie fanden, daß sich unter diesen Umständen durchaus nicht nur mit einer Wienschen, sondern auch mit jeder anderen Funkenstrecke Löschwirkung erzielen läßt und zwar bis zu Funkenlängen, die weitaus größer sind, als diejenigen, die bei der ersteren zur Verwendung gelangen. Die Größe der zulässigen Verstimmung ändert sich mit dem Material der Elektroden und mit dem Medium, in das sie eingebettet sind; in Petroleum ist sie erheblich größer als in Luft. Bei wachsender Funkenlänge nimmt in allen Medien die größte zulässige Verstimmung, d. h. die Löschwirkung, ab bis zu einem gewissen Grenzwert. Stellt man also diesen Grenzwert der Verstimmung oder eine noch kleinere Verstimmung her, so werden Funken beliebiger Länge gelöscht. Masing und Wiesinger zeigten, daß ihre Resultate qualitativ mit der Lichtbogendynamik in Einklang stehen und sich durch sie zwang-

1) G. Seibt, Jahrb. d. drahtl. Telegr. u. Teleph. **5**, p. 437, 1912; K. Settnik, Ann. d. Phys **34**, p. 565, 1911; B. Mackü, Electrician **68**, p. 429, 1911; F. F. Martens, Physikalische Grundlagen der Elektrotechnik **2**, p. 311.

Digitized by Google

los erklären lassen. Auf dieser Grundlage hat der Verf. in der vorliegenden Arbeit auf Anregung von Herrn Prof. H. Th. Simon weitergebaut.

A. Arbeitsplan; Versuchsanordnung und Meßmethode.

Nach der hier vertretenen Auffassung ist für die Löschwirkung entscheidend die Höhe der Zündspitze, die bei der Stromumkehr in der Funkenspannung hervorgerufen wird. Diese hängt nach der Lichtbogendynamik[1]) ab von der Funkenlänge, der Natur und dem Druck des Gases, in das die Elektroden eingebettet sind, von dem Material und der Gestalt der Elektroden, von der maximalen Stromstärke, von der Frequenz der Schwingung. Die Untersuchung war also zu erstrecken auf eine Veränderung aller dieser Größen. Die benutzte Versuchsanordnung war die in Fig. 2 skizzierte.

Durch dieselbe Funkenstrecke F wurden die beiden Schwingungskreise 1 und 2 erregt. In ihnen sind L_1 und L_2 Selbstinduktionen,

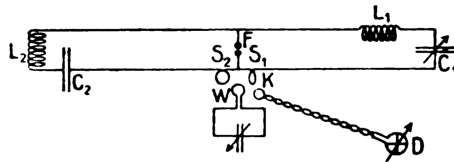


Fig. 2.

C_1 und C_2 Kapazitäten, davon C_1 veränderlich, W ein Wellenmesser, der durch die Windungen S_1 und S_2 mit den Schwingungskreisen, durch K mit einem Duddellschen Thermogalvanometer gekoppelt war.

Die Achsen der Spulen L_1 und L_2 standen senkrecht zueinander und ebenso diejenigen von S_1 und S_2, damit gar keine magnetische Koppelung zwischen den beiden Kreisen stattfand; galvanische Koppelung war dadurch vermieden, daß die Zuleitungen zu den Schwingungskreisen, sowie zu der Elektrizitätsquelle erst unmittelbar an den Elektroden selber zusammengeführt waren. Als Elektrizitätsquelle diente eine dreiplattige Influenzmaschine mit 45 cm Plattendurchmesser von Wehrsen.

Die Elektroden F der Funkenstrecke (Fig. 3) wurden im Innern eines Glasgefäßes, durch dessen Wände die Zuleitungen hindurchgeführt

1) H. Th. Simon, l. c. G. Lange, Beiträge zur Kenntnis der Lichtbogenhysteresis. Dissert. Göttingen 1909.

Digitized by Google

waren, gut isoliert derartig angebracht, daß von außen her in meßbarer Weise ihr Abstand geändert werden konnte. Das Gefäß stand auf einem Holzbock, der so hoch war, daß ein kleiner 220 Volt-Motor von Boas für maximal 12000 Umdrehungen pro Minute untergeschoben werden konnte, der auf seiner verlängerten Achse einen Spiegel trug. Dieser Spiegel erlaubte eine optische Analyse des Funkens.

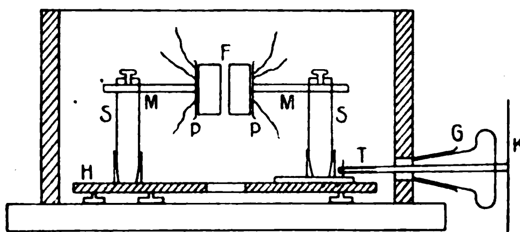


Fig. 3.

Die Bilder, die man mit ihm erhielt, sind in der zitierten Arbeit von Masing und Wiesinger[1]) veröffentlicht.

Das Gefäß war verbunden mit einer Wasserstrahlluftpumpe, einem Manometer und der Stahlflasche, aus der das jeweils zu untersuchende Gas entnommen wurde.

Die ersten Messungen wurden mit Elektroden aus Magnesium vorgenommen.

Wurde mit Hilfe des Drehkondensators C_1 ein sehr kleines Verhältnis λ_1/λ_2 der beiden Wellenlängen eingestellt, so zeigte die mit Hilfe des Wellenmessers und des Duddellinstrumentes aufgenommene Resonanzkurve, die den beiden Einzelkreisen entsprechenden, stark gedämpften Wellen. Wuchs λ_1/λ_2 an, nahm also die Verstimmung ab, so trat zwischen diesen beiden eine neue, schwach gedämpfte Welle auf, deren Länge stets

$$\lambda = 2\pi c \sqrt{\frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}(L_1 + L_2)}$$

war, die also einem, aus den beiden Kreisen 1 und 2 in Hintereinanderschaltung bestehenden Schwingungskreise entsprach. Mit größer werdendem λ_1/λ_2 nahm die Intensität der Welle λ dauernd zu, diejenige der Wellen λ_1 und λ_2 ab. Diese verschwanden schließlich ganz in der Resonanzkurve, während die Intensität der Welle λ ein

1) Masing und Wiesinger, l. c.

Digitized by Google

Maximum erreichte, von wo ab sie wieder abnahm, bis sie bei $\lambda_1/\lambda_2 = 1$ ein Minimum hatte. Dasjenige Verhältnis λ_1/λ_2, bei dem dieses Maximum auftritt, wird das „Löschverhältnis“ genannt und mit $\varDelta$ bezeichnet. Wie Masing und Wiesinger durch photographische Aufnahmen mit dem rotierenden Spiegel nachgewiesen hatten, erlischt von Einstellung dieses Verhältnisses $\varDelta$ ab der Funke bereits im ersten Schwebungsminimum, d. h. es tritt von da ab reine Löschwirkung auf. Demnach ist $\varDelta$ ein Maß für die Güte der Löschwirkung des Funkens: diese ist um so besser, je kleiner $\varDelta$. Die Messung gestaltete sich demnach so, daß man, von großen zu kleinen Verstimmungen übergehend, dasjenige Verhältnis λ_1/λ_2 aufsuchte, bei dem die schwachgedämpfte Welle die maximale Intensität besaß.

Nahm nun λ_1/λ_2 noch weiter zu, oder, wenn die jetzt längere veränderliche Welle mit λ_1' bezeichnet wird, nahm λ_2/λ_1' ab, so mußten sich, da die Verstimmung wieder zunahm, dieselben Erscheinungen wie vorher in umgekehrter Reihenfolge wiederholen. Ergaben sich Zweifel, etwa infolge stark schwankender Ausschläge oder eines wenig ausgeprägten Intensitätsmaximums der schwachgedämpften Welle, wie dies namentlich bei tiefen Drucken auftrat, so wurde zur Kontrolle der Funke im rotierenden Spiegel betrachtet, soweit er noch lichtstark genug war, um hier ein deutlich erkennbares Bild zu liefern. Er erschien hierin zum schmalen Bande ausgezogen, das, den einzelnen Schwebungen entsprechend, mit Einschnürungen versehen war. Stets endigte das Bild in einer dieser Einschnürungen; der Funke erlischt also stets im Minimum der Schwebung [vgl. die photographischen Aufnahmen in der Arbeit von Masing und Wiesinger]. Gesucht wird dann, von kleinen zu größeren Verhältnissen λ_1/λ_2 bzw. λ_2/λ_1' übergehend, diejenige Einstellung, bei der zum ersten Male der Funke in der ersten Einschnürung abriß. Es ergibt sich mit den Angaben des Wellenmessers stets Übereinstimmung.

B. Versuchsergebnisse.

1. Abhängigkeit der Löschwirkung vom Druck bei verschiedenen Funkenlängen und in verschiedenen Gasen.

Es werden nun die einzelnen, oben genannten Versuchsbedingungen variiert, die Resultate tabellarisch zusammengestellt und in Kurven illustriert (Fig. 4—9).

Man sieht: die Löschwirkung nimmt ab mit wachsendem Gasdruck und wachsender Funkenlänge, aber um so weniger, je größer

Digitized by Google

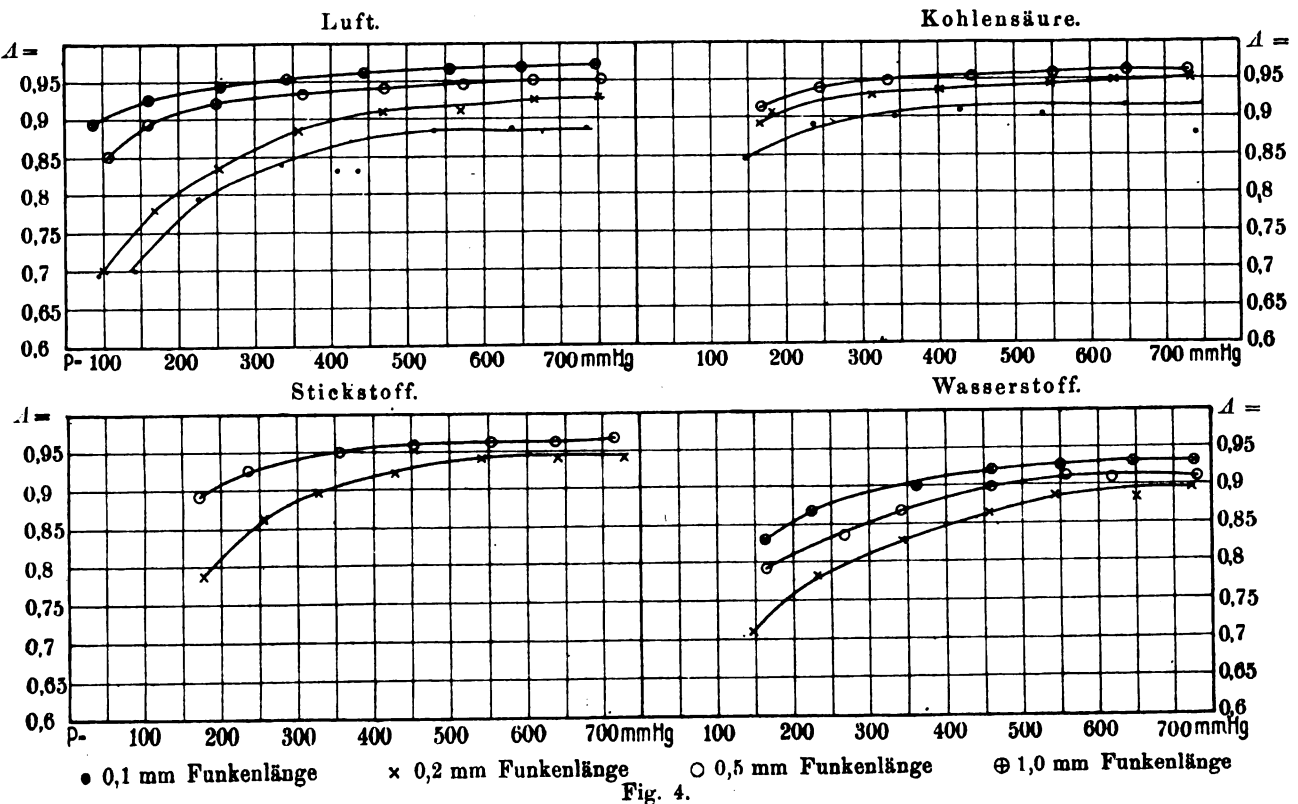
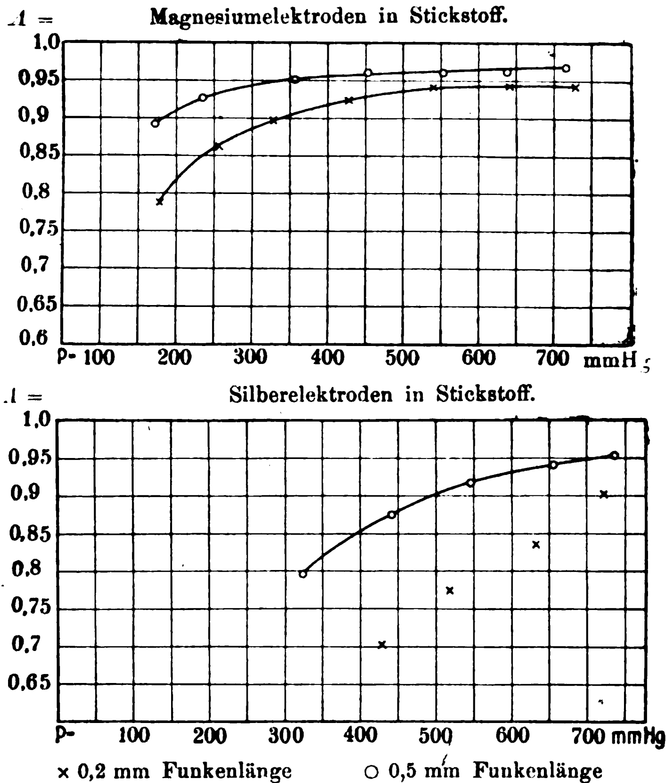

Luft.
Kohlensäure.
Stickstoff.
Wasserstoff.
Δ =
0,95
0,9
0,85
0,8
0,75
0,7
0,65
0,6
p- 100
200
300
400
500
600
700 mmHg
• 0,1 mm Funkenlänge
× 0,2 mm Funkenlänge
○ 0,5 mm Funkenlänge
⊕ 1,0 mm Funkenlänge

Fig. 4.

die Funkenlänge und je höher der Druck. Sie ist ungefähr gleich gut in Luft, Kohlensäure, Stickstoff, wesentlich besser in Wasserstoff. Ein Zusammenhang mit dem Paschenschen Gesetze, also gleiche Löschwirkung bei gleichem Entladungspotential, oder Λ = konst. für $P \cdot l$ = konst. in einem und demselben Gase ist nicht vorhanden. Auch die Untersuchung, ob, ebenso wie das Entladungspotential, auch das



× 0,2 mm Funkenlänge ○ 0,5 mm Funkenlänge

Fig. 5.

Löschverhältnis bei einem ganz bestimmten Druck ein Minimum besitzt, verlief negativ, da schon weit oberhalb der in Betracht kommenden Drucke Glimmstrom einsetzt und der Funke inaktiv wird.

2. Abhängigkeit vom Elektrodenmaterial.

Von großem Einfluß auf die Löschwirkung ist das Material der Elektroden, und die Reihenfolge, in die sich die verschiedenen Metalle

Digitized by Google

hinsichtlich ihrer Wirksamkeit einordnen lassen, ist bekannt (vgl. z. B. E. Taege, Der Einfluß von Gas und Elektrodenmaterial bei kurzen Metallfunkenstrecken. Dissert. Göttingen 1914). Es handelt sich also hier nur darum, einen zahlenmäßigen Vergleich anzustellen. Zu dem Zweck werden Silberelektroden gewählt von den gleichen Dimensionen wie die bisher benutzten. Da sich die Oberfläche von Silberelektroden in Luft infolge von Oxydation rasch verändert, so werden die Messungen zunächst in Stickstoff angestellt.

Die Ausschläge, die die Meßinstrumente bei Verwendung von Silberelektroden zeigen, sind bekanntlich stets sehr schwankend. Es war also schwierig, immer den maximalen Ausschlag wirklich genau festzustellen. Bei abnehmender Amplitude sind zudem die Funken nicht lichtstark genug, um eine Kontrolle mittels des rotierenden Spiegels noch zu gestatten. Es wird daher den bei 0.2 mm Funkenlänge angegebenen Werten keine allzu große Genauigkeit zugeschrieben, wenn sie auch die ungefähre Lage und den Verlauf der Druckabhängigkeitskurve richtig wiedergeben dürften. Die Messungen bei 0,5 mm dagegen konnten mit Sicherheit gemacht werden, da, besonders bei hohen Drucken, also größeren Amplituden, die Ausschläge nach Erreichung des Löschverhältnisses konstant wurden. Es zeigt sich im ganzen aus Fig. 5, daß Elektroden aus Silber die Löschwirkung stark verbessern und zwar um so mehr, je kleiner die Funkenlänge und je niedriger der Druck.

Wie Taege festgestellt hat, gilt die für eine Art von Elektroden bestehende Reihenfolge von Gasen ebenso für alle anderen Elektrodenmaterialien. Es sollte also nur noch zur Kontrolle ein Versuch mit Silberelektroden in Wasserstoff angestellt werden. Doch zeigten sich bei 0,5 mm und bei 1,0 mm Funkenlänge die Ausschläge so schwankend, daß Resultate von nur annähernder Genauigkeit nicht gegeben werden können. Bei 0,2 mm hat das Löschverhältnis bereits bei den höchsten Drucken einen Wert von ungefähr 0,732 (Magnesium in Wasserstoff 0,897). Da die hierzu gehörigen Einstellungen aber bereits an den Grenzen des durch Drehkondensator und Wellenmesser bestimmten Meßbereiches liegen, und da jeder, nicht unbedingt nötige Umbau vermieden werden sollte, so konnten die Messungen nicht weiter fortgesetzt werden. Immerhin geht soviel aus dem Mitgeteilten hervor, daß bei Einbettung von Silberelektroden in Wasserstoff die Löschwirkung eine weitaus bessere ist, als bei allen anderen hier untersuchten Anordnungen.

Digitized by Google

3. Abhängigkeit von der Gestalt der Elektroden.

Die bisher benutzten Elektroden werden ersetzt durch stabförmige Magnesiumelektroden von 5 mm Durchmesser, die am vorderen Ende halbkugelig abgedreht sind.

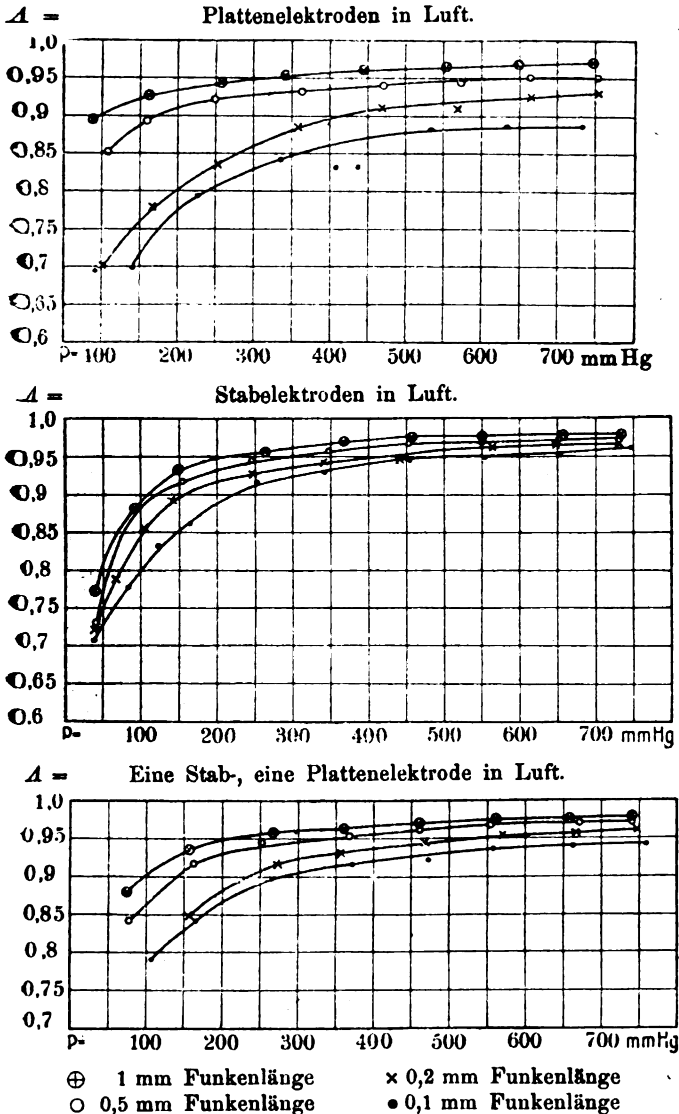


Fig. 6.

Digitized by Google

Fig. 6 zeigt, daß die Löschwirkung gegenüber den ebenen dicken Elektroden sich, besonders bei kleinen Funkenlängen, erheblich verschlechtert hat. Bei längeren Funken, also Annäherung an den auf p. 42 erwähnten Grenzwert des Löschverhältnisses wird dieser Unterschied naturgemäß kleiner.

Unsymmetrische Elektroden in Luft.

Es wird eine stabförmige Elektrode kombiniert mit einer der früher benutzten dicken ebenen Elektroden. Fig. 6 gibt die Meßresultate. Vertauschung der Zuführungen zu den Polen der Influenzmaschine ergab keinerlei Änderung. Die Kurven zeigen, daß die Löschwirkung hier schlechter ist als bei den ebenen Elektroden, besser als bei den Stabelektroden.

4. Abhängigkeit von der Frequenz der Schwingungen.

Die Versuchsanordnung wird abgeändert (Fig. 7). Von der Funkenstrecke führte die Leitung zu Quecksilberwippen U und von hier einerseits zu den großen Kapazitäten und Selbstinduktionen L_1, C_1 bzw. L_2, C_2, andererseits zu den kleinen Kapazitäten l_1, c_1 bzw. l_2, c_2. L_1 und L_2 sind Variometer. C_1 sind zwei parallel geschaltete

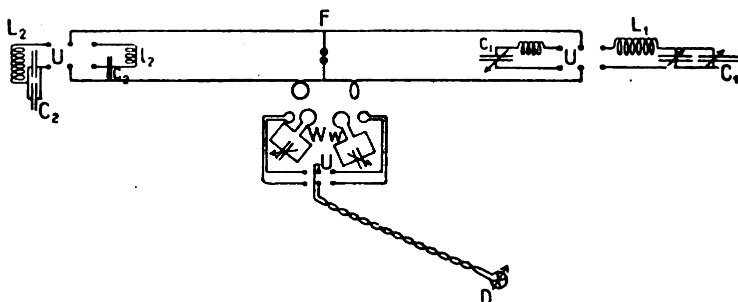


Fig. 7.

Drehkondensatoren, C_2 zwei große parallel geschaltete Leydener Flaschen. c_1 ist ein kleiner Drehkondensator, c_2 eine kleine Leydener Flasche. l_1 und l_2 sind kleine Spulen. So kann im Kreise 2 eine Welle von 1990 m und eine zweite von 125 m Länge hergestellt werden. Der Übergang von der langen Welle zur kurzen geschah durch einfaches Umlegen der Wippe U. Diesen beiden Wellen entsprechend hat der Kreis 1 einen Bereich von 1350—2390 m und einen zweiten von 90—153 m. Um jede größere Änderung im Aufbau während der

Digitized by Google

Versuchsreihe zu vermeiden, sind auch zwei Wellenmesser W und w vorgesehen, von denen der eine den Meßbereich der langen, der andere den der kurzen Wellen umfaßte. So kann durch einfaches Umlegen dreier Wippen von der Erzeugung und der Messung langer Wellen zu derjenigen kurzer Wellen übergegangen werden.

Der Frequenzunterschied der langen und der kurzen Welle beträgt im festen Kreise etwa das 15 fache. Da nun die längere Welle erzeugt wird mit Hilfe einer etwa 15 mal so großen Kapazität, also auch mittels einer 15 mal so großen Selbstinduktion wie die kürzere, so haben die beiden Schwingungen die gleiche Amplitude: denn diese

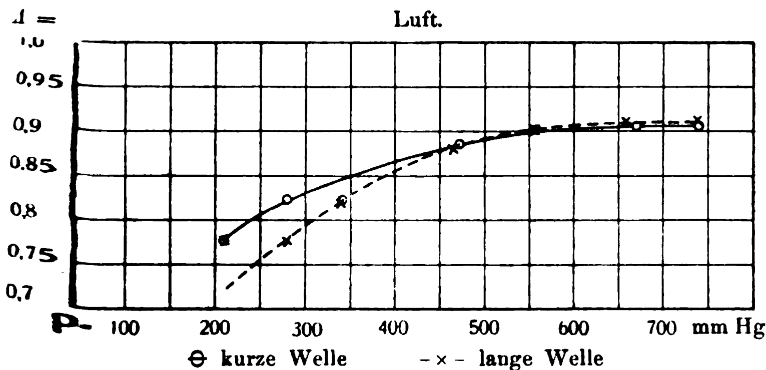


Fig. 8.

hängt nur von dem Verhältnis L/C ab. Die Selbstinduktionen des veränderlichen Kreises sind ferner ebenso groß wie die des festen Kreises, also liegen hier die gleichen Verhältnisse vor.

Die Messungen wurden vorgenommen in Luft und in Wasserstoff. Die Resultate sind in den Figg. 8 und 9 veranschaulicht. Die Frequenzabhängigkeit erweist sich als sehr gering und deutlich ausgesprochen nur bei tiefen Drucken. Hier ist bei langen Wellen die Löschwirkung eine bessere.

5. Abhängigkeit von der Stromamplitude bei unverändertem Entladungspotential.

Die zueinander gehörigen Kapazitäten und Selbstinduktionen der Fig. 7 werden miteinander vertauscht. Im Kreise 1 werden der große Drehkondensator C_1 zusammengeschaltet mit der kleinen Spule l_1 und, auf der anderen Seite der Wippe, der kleine Drehkondensator c_1 mit der bei den ersten Versuchen benutzten einen Spule L_1. Dement-

Digitized by Google

sprechend wird im Kreise 2 eine Schwingung erzeugt durch Verbindung der großen Leydener Flasche C_2 mit der kleinen Spule l_2 und eine zweite Schwingung mittels der kleinen Flasche c_2 in Verbindung mit der großen Spule L_2.

Ist V_0 das Entladungspotential in einem Schwingungskreise mit Funkenstrecke, J_0 die Anfangsstromstärke, so muß sein

$$\frac{C V_0^2}{2} = \frac{L J_0^2}{2}$$

also

$$J_0 = V_0 \sqrt{\frac{C}{L}}$$

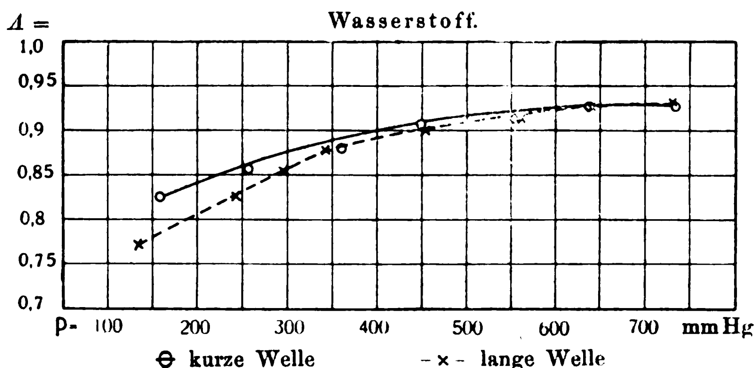


Fig. 9.

Die größere Kapazität entspricht also, wenn die übrigen Bedingungen festgehalten werden, der größeren Stromamplitude.

Bezeichnet man die Welle großer Amplitude mit römischen. diejenige kleiner Amplitude mit arabischen Ziffern, so verhält sich

$$\frac{J_{II0}}{J_{20}} = \sqrt{\frac{C_{II} L_2}{L_{II} C_2}}$$

und ferner

$$\frac{\lambda_{II}}{\lambda_2} = \sqrt{\frac{L_{II} C_{II}}{L_2 C_2}}$$

mithin

$$\frac{J_{II}}{J_2} = \frac{\lambda_2 C_{II}}{\lambda_{II} C_2}$$

Die Eichung ergibt $\lambda_{II} = 385\ m$, $\lambda_2 = 355\ m$. Da ferner

$$C_{II} = 0{,}00219\ \mu F, \qquad C_2 = 0{,}00031\ \mu F$$

Digitized by Google

so ist

$$\frac{J_{II}}{J_2} = 6{,}5$$

Der geringe Unterschied der Wellenlängen hat, wie die vorhergehenden Messungen erwiesen haben, auf die Löschwirkung keinen Einfluß. Da die Selbstinduktionen des Kreises 1 ebenso groß sind, wie die des Kreises 2, so ist auch hier bei gleichen Wellenlängen die große Amplitude 6,5 mal größer als die kleine.

Es wurde eine beliebige kleine Funkenlänge eingestellt und bei Atmosphärendruck gemessen. Bei großer Amplitude in beiden Kreisen ergab sich

$$\varDelta = 0{,}837,$$

bei kleiner Amplitude

$$\varDelta < 0{,}772.$$

Da man sich hier bereits den Grenzen der Meßbereiche näherte, bei abnehmendem Druck aber die Unterschiede sich noch vergrößerten, so konnte eine Kurve nicht aufgenommen werden.

Werden also alle übrigen Bedingungen festgehalten, so ist die Löschwirkung eine weitaus bessere bei Wellen kleiner Amplitude als bei solchen großer Amplitude.

II. Theoretischer Teil.

A. Anwendung der Theorie von Roschansky auf die verwendete Versuchsanordnung.

Die Rechnungen von Roschansky (s. o.) werden jetzt auf die bisher benutzte Schaltung übertragen. Dabei wird zunächst noch die Zündspannung e_0 als fest gegeben angesehen.

Bezeichnen die Indizes 1 und 2, die den beiden Kreisen zugehörigen Größen, L Selbstinduktion, V Kapazitätsspannung, $\imath$ Stromstärke, e Funkenspannung, so ergibt die Rechnung, bzgl. derer wir auf die ausführliche Arbeit verweisen, als notwendige Bedingung für das Erlöschen des Funkens

$$\left(\frac{V_1}{L_1} + \frac{V_2}{L_2}\right)_{\imath = 0} \geqq e_0 \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}\right)$$

oder

$$\frac{\left(\frac{V_1}{L_1} + \frac{V_2}{L_2}\right)_{\imath = 0}}{\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}} \geqq e_0 . \qquad (3)$$

Digitized by Google

Eine sehr einfache, anschauliche Bedeutung erhält diese Ungleichung unter der Annahme, daß $L_1 = L_2$; dann muß sein

$$\frac{V_1 + V_2}{2} \leqq e_0 \tag{3a}$$

Bei noch kleinen Stromwerten muß das arithmetische Mittel der beiden Kapazitätsspannungen geringer sein als die Zündspannung des Funkens.

V_1 und V_2 können beliebige Zeitfunktionen sein; es kann also Löschwirkung auch bei ungedämpften Schwingungen auftreten. Der Maximalwert von V_1 und V_2 ist gleich dem Entladungspotential V_0, und zu beliebiger Zeit sind sie durch V_0 und die Konstanten der Schwingungskreise vollständig bestimmt. V_0 hängt nur von der Funkenlänge, der Form der Elektroden, sowie der Natur des Mediums ab, in das diese eingebettet sind. Von e_0 teilt Roschansky nur mit, daß es ungefähr 400 Volt beträgt, und „daß e_0 mit der Funkenlänge nur ziemlich schwach anwächst". Wäre dies so allgemein der Fall, so könnte sich die Löschwirkung nicht mit dem Material der Elektroden und mit der Amplitude der Schwingungen ändern. Auch ließe sich nicht einsehen, warum, wie bekannt, bei Metallelektroden ein Wechselstromlichtbogen nur bei sehr hohen Frequenzen zustande kommen kann. Es liegen hier ungedämpfte Schwingungen vor, und wenn bei unveränderten Elektroden und unverändertem Elektrodenabstand e_0 seinen Wert nicht änderte, so wäre kein Grund vorhanden, warum bei niederen Frequenzen, also langen Wellen, Löschwirkung auftritt, bei hohen Frequenzen aber nicht.

Um also mit der Erfahrung in Einklang zu bleiben, zeigt es sich erforderlich, der Veränderlichkeit von e_0 Rechnung zu tragen. Da von vornherein nicht einmal sicher ist, ob die Funkenspannung überhaupt eine Zündspitze besitzt, so wird die Bedingung, die notwendig ist für das Zustandekommen der Löschwirkung, in ihrer allgemeinsten Fassung dadurch erhalten, daß auf der rechten Seite der Ungleichung (3) an Stelle von e_0 die Funkenspannung $(e)_{i=0}$ eingesetzt wird. Den Wert dieser Größe kann nur die Kenntnis der Strom- und Spannungskurve oder der dynamischen Charakteristik lehren, und diese ist den mannigfachsten Veränderungen unterworfen. Um aus der notwendigen Bedingung auch eine hinreichende zu erhalten, ist es erforderlich, daß die linke Seite langsamer anwächst als die rechte. In der allgemeinsten Fassung lauten also die Bedingungen, die notwendig und hinreichend sind für das Zustandekommen der Löschwirkung

Digitized by Google

$$\left.\begin{aligned}\frac{\left(\frac{V_1}{L_1}+\frac{V_2}{L_2}\right)_{i=0}}{\frac{1}{L_1}+\frac{1}{L_2}} &\leqq (e)_{i=0} \quad \text{und} \\ \frac{d}{dt}\frac{\left(\frac{V_1}{L_1}+\frac{V_2}{L_2}\right)_{i=0}}{\frac{1}{L_1}+\frac{1}{L_2}} &\leqq \left(\frac{de}{dt}\right)_{i=0}\end{aligned}\right\} \quad (4)$$

oder für $L_1 = L_2$

$$\left.\begin{aligned}\frac{(V_1+V_2)_{i=0}}{2} &\leqq (e)_{i=0} \quad \text{und} \\ \frac{d}{dt}\frac{(V_1+V_2)_{i=0}}{2} &\leqq \left(\frac{de}{dt}\right)_{i=0}\end{aligned}\right\} \quad (4a)$$

in Worten ausgedrückt: Löschwirkung kommt dann und zwar immer dann zustande, wenn nach der Stromumkehr, also bei noch kleinen Stromwerten, das arithmethische Mittel der Kapazitätsspannungen kleiner ist und langsamer anwächst als die dynamische Funkenspannung.

Sei nun

$$V_1 = V_0 e^{-\delta t} \cos \omega_1 t, \qquad V_2 = V_0 e^{-\delta t} \cos \omega_2 t$$
$$i_1 = i_0 e^{-\delta t} \sin \omega_1 t, \qquad i_2 = i_0 e^{-\delta t} \sin \omega_2 t$$

also

$$\left.\begin{aligned} i = i_1 + i_2 &= 2\, i_0 e^{-\delta t} \cos \frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t \sin \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} t, \\ V_1 + V_2 &= 2\, V_0 e^{-\delta t} \cos \frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t \cos \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} t. \end{aligned}\right\} \quad (5)$$

In diesen beiden Gleichungen, die gedämpfte Schwebungen darstellen. ist der cos der Differenz langsam veränderlich gegen denjenigen der Summe und zwar um so langsamer, je kleiner $\omega_1 - \omega_2$, je kleiner also die Verstimmung der beiden Kreise gegeneinander. Zur Erfüllung der Bedingungen (4) kommen mithin wesentlich nur solche Zeiten in Betracht, zu denen der Strom klein ist durch Verschwinden des Ausdrucks

$$\cos \frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t$$

d. h. im Minimum der Schwebung. Ein Vergleich der Beziehungen (4) und (5) zeigt uns mithin, daß Löschwirkung am leichtesten im Minimum der Schwebung eintritt und zwar um so leichter, je steiler

Digitized by Google

hier die dynamische Charakteristik des Funkens verläuft, und zu je höheren Werten sie ansteigt, je kleiner ferner die Verstimmung der beiden Kreise und je größer die Dämpfung ist. Infolge der Dämpfung nimmt die Amplitude der Spannung an den Kapazitäten dauernd ab. Sie wird also, wenn man die Verstimmung hinreichend klein macht, schon im ersten Schwebungsminimum so klein geworden sein, daß die Bedingungen zum Erlöschen des Funkens erfüllt sind. Man hat dann das, was Wien „reine Löschwirkung“ nennt.

Diese Überlegungen haben Gültigkeit unabhängig davon, ob die Funkencharakteristik veränderlich oder unveränderlich ist. Nun ändert sie sich aber mit dem Stromverlauf. Insbesondere zeigt sie um so höhere und steilere Spitzen, je geringer die Stromamplitude. Zu erwarten ist also, daß sie im Minimum der Schwebung zu höheren Werten ansteigt als im Maximum. Dieser Effekt müßte demnach seinerseits den Eintritt der Löschwirkung begünstigen und beschleunigen. Um zu einer vollständigen Theorie zu gelangen, war es also wichtig, Aufschluß zu erlangen über den Verlauf der Funkenspannung bei der Interferenz zweier Schwingungen verschiedener Frequenz.

B. Dynamik eines durch Stromschwebungen erzeugten Wechselstromlichtbogens.

1. Aufnahme der Strom- und Spannungskurven.

Es wurde eine Schaltung hergestellt, bei der sich zwei niederfrequente Wechselströme verschiedener Frequenz in einem gewöhnlichen Kohlelichtbogen überlagern. In diesem müssen sich genau dieselben Vorgänge abspielen wie im Funken. Infolge der geringen Wechselzahl ist es möglich, Strom- und Spannungsverlauf in bequemster Weise mittels eines Oszillographen photographisch aufzunehmen und so die inneren Vorgänge einem eingehenden Studium zu unterziehen. Die verwendete Schaltung zeigt Fig. 10. Darin bedeutet M Wechselstrommaschine, T Transformator 78/500, G Wechselstrommaschine, E Elektrometer, A Amperemeter, U Quecksilberwippe, R Regulierwiderstand, L Bogenlampe, T_e Spannungstransformator 500/110, T_i Stromtransformator 5/5, S_e Spannungsschleife, S_i Stromschleife des Oszillographen. Die Verwendung des Transformators T erwies sich als nötig, weil sonst mit der Maschine M nicht so hohe Spannungen zu erzielen gewesen wären wie mit der Maschine G. Es wurden Strom- und Spannungskurven aufgenommen. Die Erregung der Maschinen M und

Digitized by Google

G wurde so gewählt, daß an den Klemmen der Maschine *G* wie an der Sekundärseite des Transformators *T* je eine Spannung von 300 Volt bestand. Die Bogenlänge wurde bei allen Aufnahmen konstant gehalten auf 3,5 mm. Die Lampe *L* war beschickt mit Homogenkohlen von 12 mm Dicke. Verändert wurden also lediglich die Stromstärken, die Einzelfrequenzen und die Schwebungsfrequenz.

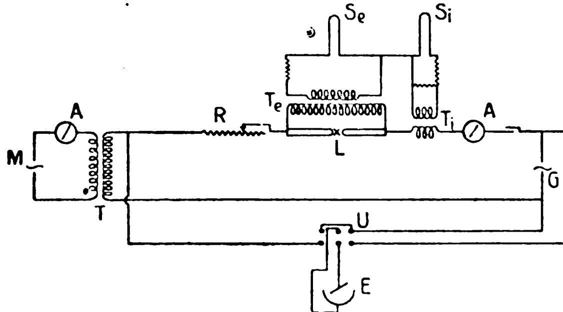


Fig. 10.

Die wichtigsten der erhaltenen Aufnahmen sind wiedergegeben in den Bildern Nr. 31, 33, 35, 44, 46, 47 (Tafel 1—3)[1]. Die obere Kurve ist stets die Spannungskurve, die untere die Stromkurve. Über die Versuchsbedingungen gibt Tabelle 10 Auskunft.

Tabelle 10.

Aufnahme Nr.	$\frac{\omega_1}{2\pi}$	$\frac{\omega_2}{2\pi}$	$\frac{\omega_1 - \omega_2}{2\pi}$	i
31	49	43	6	4,7
33	49	43	6	3,1
35	49	43	6	2
44	49	43—49	6—0	2
46	49	43	6	4,2—0
47	25	31	6	4,7
	sec^{-1}	sec^{-1}	sec^{-1}	*A*

Bei Nr. 44 wurde die Schwebungsfrequenz, bei Nr. 46 die Stromamplitude stetig verringert bis zum Erlöschen des Bogens.

1) Von den fortlaufenden Bandaufnahmen 44 und 46 sind auf Tafel 2 und 3 nur einzelne charakteristische Teile wiedergegeben. Da sich des Papiermangels wegen die Herstellung von Ausklapptafeln verbot, so sind diese nebeneinander gehörigen Stücke untereinander angeordnet, was durch Strichelung und Angabe der fehlenden Schwebungsperioden angedeutet ist.

Digitized by Google

Auf allen Bildern sind die Zündspitzen der Spannung am niedrigsten im Maximum, am höchsten in und gleich hinter dem Minimum der Schwebung. Sie sind um so höher, je geringer die Stromamplitude, die Einzelfrequenzen und die Schwebungsfrequenz. Bei stetig abnehmender Stromamplitude (Nr. 46), d. h. bei gedämpften Schwingungen, ebenso wie bei stetig abnehmender Schwebungsfrequenz wachsen sie stetig in die Höhe, bis sie zum Erlöschen des Bogens führen.

2. Theorie der Vorgänge.

Nach Simon sind die Vorgänge im Lichtbogen wesentlich bestimmt durch den Wert des Produktes $S = TF$ aus Temperatur T und Flächeninhalt F des negativen Kraters. Er nimmt an, daß, wenn es gelänge, den Wert dieses Produktes bei verschiedenen Lichtbogenleistungen konstant zu halten, der Widerstand des Bogens ein konstanter wäre. Seine Charakteristik wäre in diesem Falle eine durch den Anfangspunkt gehende Gerade, deren Neigung gegen die Stromachse bestimmt wäre durch denjenigen Wert des Widerstandes, der dem betreffenden Wert von S entspräche; der Widerstand wäre groß bei kleinem S, klein bei großem S. In Wirklichkeit bleibt nun S nicht konstant, sondern wächst bei wachsender Leistung infolge der Stromwärme. Beim Gleichstromlichtbogen muß nach Erreichung des stationären Endzustandes der Bogen selber in jedem Augenblick im Wärmegleichgewicht stehen mit der Umgebung. Es muß also die zugeführte Leistung in jedem Augenblick die Wärmeverluste decken. Diese werden der Hauptsache nach verursacht durch die Wärmeleitung in der Umgebung des Kraters und werden proportional S angenommen. Ist also e die Spannung am Lichtbogen, i die Stromstärke, W ein Proportionalitätsfaktor, dessen Größe hauptsächlich durch die Wärmeleitfähigkeit in der Umgebung des negativen Kraters bestimmt ist, so muß sein

$$e \cdot i = W \cdot S.$$

Mißt man T und F an einem und demselben Bogen bei den verschiedenen Leistungen, so kann man den Wert von W für diesen Bogen errechnen. Zeichnet man also die Leistungshyperbeln $e \cdot i =$ konst, so läßt sich für denselben Bogen jeder von ihnen ein S-Strahl zuordnen. Bestimmt man andererseits durch Strom- und Spannungsmessung die statische Charakteristik des Bogens und verbindet einen ihrer Punkte mit dem Anfangspunkt, so erhält man einen S-Strahl. Der für ihn geltende Wert von S ist nach der Gleichung

Digitized by Google

$$S = \frac{e \cdot i}{W}$$

gegeben durch denjenigen von $e \cdot i$ auf der durch denselben Punkt der Charakteristik gehenden Leistungshyperbel. Verfährt man ebenso mit allen anderen Punkten der Charakteristik, so erhält man die gesamte Schar der S-Strahlen. Verändert man den Bogen, z. B. seine Länge oder die Dicke der Elektroden, so bleiben die S-Strahlen erhalten, und nur ihre Zuordnung zu den Leistungshyperbeln wird eine andere. Denn die Veränderung des Bogens bedingt eine andere Wärmeabfuhr, also ein anderes W in der Gleichung $e \cdot i = W \cdot S$.

Beim Wechselstromlichtbogen nun herrscht kein Wärmegleichgewicht. Hier wird nicht nur dauernd Wärme fortgeleitet, sondern es ändert sich auch der Wärmeinhalt eines jeden Raumteiles in der Umgebung des Kraters. Dieser Wärmeinhalt G wird wieder proportional S angenommen; er ist außerdem proportional der Dichte ϱ, der Wärmekapazität c und umgekehrt proportional der Wärmeleitfähigkeit k des Raumteiles, also wenn m ein Proportionalitätsfaktor

$$G = m \varrho \frac{c}{k} S .$$

Die Veränderung von G kann positiv oder negativ sein; in jedem Falle muß aber jetzt, außer den Wärmeverlusten, auch die Veränderung von G durch die zuzuführende Leistung gedeckt werden, also

$$e \cdot i = W \cdot S + \frac{d\,G}{d\,t} = W \cdot S + \frac{m \varrho c}{k} \frac{d\,S}{d\,t},$$

oder wenn

$$\frac{m \varrho c}{k} = M,$$

$$e \cdot i = W \cdot S + M \frac{d\,S}{d\,t} . \tag{6}$$

Kennt man $e \cdot i$ als Funktion der Zeit, so kann man diese Gleichung integrieren, und erhält so S als Funktion der Zeit. Man zeichnet ferner die Leistungshyperbeln und die S-Strahlen. Setzt man für die in e und i auftretenden Konstanten, sowie für W und M bestimmte Werte ein, so kann man die zu gleichen Zeiten gehörigen Werte von $e \cdot i$ und S errechnen. Verbindet man schließlich die Schnittpunkte der derartig einander zugeordneten $e \cdot i$- und S-Kurven, so erhält man

Digitized by Google

diejenige dynamische Charakteristik, die den zugrunde gelegten Konstanten entspricht.

Simon hat die Rechnung durchgeführt für den Fall einwelliger Wechselströme, die Resultate eingehend diskutiert und gezeigt, daß sie in guter Übereinstimmung stehen mit der Erfahrung. Danach steigen die Zündzacken der Spannung um so höher empor, je größer W, je kleiner M, die Stromamplitude und die Frequenz.

In der eben beschriebenen Schaltung nun (Fig. 10) überlagern einander im Bogen 2 Ströme verschiedener Frequenz. Es wird näherungsweise die Leistung gesetzt

$$e \cdot i = e_0 \, i_0 \, e^{-\delta t} (1 + \cos (\omega_1 - \omega_2) t) (1 - \cos (\omega_1 + \omega_2) t) \qquad (7)$$

Es bestehen somit die beiden Gleichungen

$$e \cdot i = W \cdot S + M \frac{d S}{d t} \qquad (6)$$

$$e \cdot i = e_0 \, i_0 \, e^{-\delta t} (1 + \cos (\omega_1 - \omega_2) t) (1 - \cos (\omega_1 + \omega_2) t) \qquad (7)$$

Die Integration ergibt

$$\left. \begin{aligned} S = S_0 \, e^{-\delta t} \{ 1 + \sin \varphi \sin ((\omega_1 - \omega_2) t + \varphi) \\ - \sin \psi \sin ((\omega_1 + \omega_2) t + \psi) - \frac{1}{2} \sin \psi_1 \sin (2 \omega_1 t + \psi_1) \\ - \frac{1}{2} \sin \psi_2 \sin (2 \omega_2 t + \psi_2) \} + C e^{-\frac{W}{M} t} , \end{aligned} \right\} \qquad (10)$$

wo

$$S_0 = \frac{e_0 \, i_0}{W} ,$$

$$\sin \varphi = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{\omega_1 - \omega_2}{\dfrac{W}{M} - \delta} \right)^2}} , \quad \sin \psi = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{\omega_1 - \omega_2}{\dfrac{W}{M} - \delta} \right)^2}}$$

$$\sin \psi_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{2 \omega_1}{\dfrac{W}{M} - \delta} \right)^2}} , \quad \sin \psi_2 = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{2 \omega_2}{\dfrac{W}{M} - \delta} \right)^2}} .$$

In dem Klammerausdruck ist, wenn ω_1 und ω_2 nicht sehr verschieden voneinander sind, das zweite Glied so langsam veränderlich gegen die folgenden, daß es während des Verlaufes einer einzelnen Periode der

Digitized by Google

Frequenzen ω_1 oder ω_2 als konstant, die übrigen Glieder aber als gleich schnell veränderlich angesehen werden können. Damit kann man für den Verlauf einer einzelnen Periode Gleichung (10) schreiben in der Form

$$S = S_0 e^{-\delta t}(1 + \text{konstant} - a \sin(\omega t - \chi)) + C e^{-\frac{W}{M} t} \qquad (10\,a)$$

Für einwellige ungedämpfte Wechselströme hatte Simon gefunden

$$S = S_0 (1 - \sin\varphi \sin(2\omega t - \varphi)) \pm C e^{-\frac{W}{M} t} \qquad (11)$$

Diese Gleichung hat genau dieselbe Form wie Gleichung (10a). Es müssen somit die auftretenden Konstanten e_0, i_0, W, M, ω in beiden Gleichungen denselben Einfluß haben. Daß dies tatsächlich der Fall ist, haben bereits die photographischen Aufnahmen bewiesen, bei denen beispielsweise i_0 und ω variiert wurde. Neu ist das Glied $\sin\varphi \sin((\omega_1 - \omega_2) t + \varphi)$. Es besagt, daß die Gestalt der Charakteristik sich periodisch ändert mit der Periode $(\omega_1 - \omega_2)$. Um den Einfluß dieses Gliedes kennen zu lernen, muß man für verschiedene Zeiten $(\omega_1 - \omega_2) t$ die Charakteristiken in der beschriebenen Weise konstruieren.

a) $\omega_1 = 300,\ \omega_2 = 270,\ \omega_1 - \omega_2 = 30;$

$\frac{1}{2}(\omega_1 - \omega_2) t = 0\ (= 2\pi n)$

b) $\omega_1 - \omega_2 = 30;$

$\frac{1}{2}(\omega_1 - \omega_2) t = \frac{\pi}{2} - 45^0$

c) $\omega_1 - \omega_2 = 30;$

$\frac{1}{2}(\omega_1 - \omega_2) t = \frac{\pi}{2} + 45^0$

Solche Konstruktionen sind, für Zeiten nach dem Abklingen des Gliedes $e^{-\frac{W}{M} t}$, ausgeführt in den Figg. 11—13. Im Minimum der Schwebung,

$$\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t = \frac{\pi}{2},$$

werden $e \cdot i$ und S unendlich klein; daher lassen sich Kurven zeichnen nur für Zeiten vor oder nach dem Überschreiten des Minimums. In

allen Figuren ist angenommen $e_0 = 80$, $i_0 = 2$, $W = 10$, also $S_0 = 16$, $W/M = 300$, $\omega_1 = 300$ und in Figg. 11 und 12 $e^{-\delta t} = 1$. In Fig. 11 ist ferner $\omega_2 = 270$, also $\omega_1 - \omega_2 = 30$. Hier bezieht sich die Kurve a) auf die Zeit

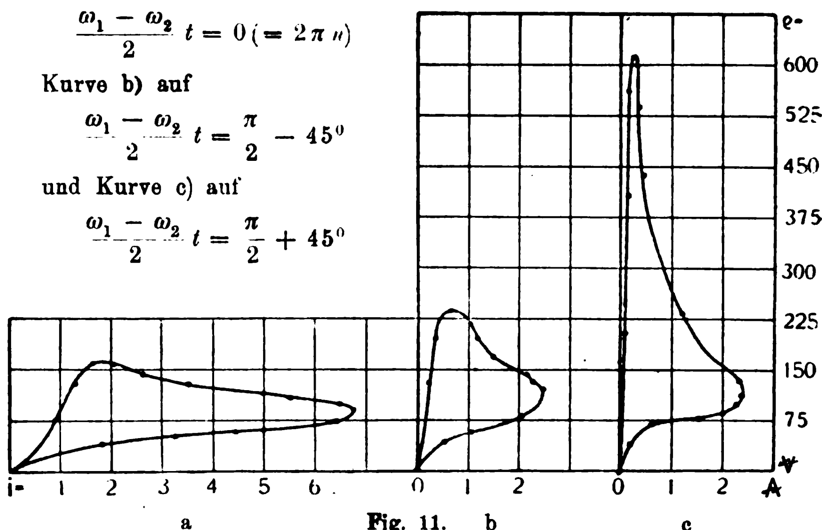
$$\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t = 0 \,(= 2\pi n)$$

Kurve b) auf

$$\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t = \frac{\pi}{2} - 45^0$$

und Kurve c) auf

$$\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t = \frac{\pi}{2} + 45^0$$



a **Fig. 11.** b c

a) $\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t = \frac{\pi}{2} + 45^0$, $\underline{\omega_1 - \omega_2 = 30}$

$\underline{t - (t)_{\pi/2} = 3}$

b) $\underline{\omega_1 - \omega_2 = 20}$; $\underline{t - (t)_{\pi/2} = 3}$

$\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t = \frac{\pi}{2} + 30^0\right)$

a) $\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t = \frac{\pi}{2} + 45^0$

$\frac{e_0 i_0}{W} = 16$, $\underline{e^{-\delta t} = 1}$

b) $\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t = \frac{\pi}{2} + 45^0$

$\frac{e_0 i_0}{W} = 16$, $\underline{e^{-\delta t} = \frac{1}{2}}$

Es steigt also die Zündspitze der Spannung vom Maximum der Schwebung bis zum Minimum; hinter dem Minimum ist sie höher als zu gleichen Zeiten vorher. In Fig. 12 ist für a) $\omega_1 - \omega_2 = 30$, für b) $\omega_1 - \omega_2 = 20$. Beide Kurven beziehen sich auf gleiche Zeiten nach Überschreiten des Schwebungsminimums: die Spitze ist um so

Digitized by Google

höher, je geringer der Unterschied der beiden Frequenzen. Die beiden Kurven der Fig. 13 endlich beziehen sich auf gleiche Zeiten und gleiche Schwebungsfrequenzen; doch ist in a) $e^{-\delta t} = 1$, in b) $e^{-\delta t} = \frac{1}{2}$ also $S_0 \cdot e^{-\delta t} = 8$. Eine Abnahme der Stromamplitude infolge der Dämpfung bewirkt also gleichfalls Erhöhung der Zündspitze.

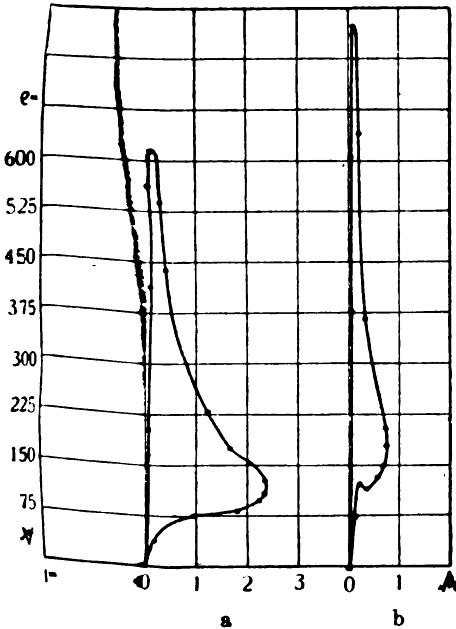


Fig. 12.

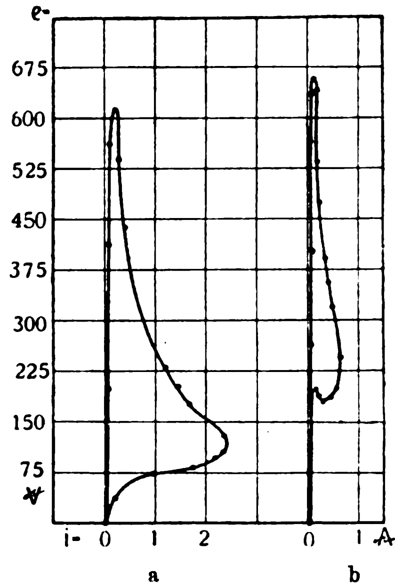


Fig. 13.

Wie die Photographien zeigen, stimmen diese Folgerungen der Theorie mit den Tatsachen genau überein; an ihrer Brauchbarkeit dürfte mithin nicht zu zweifeln sein.

C. Diskussion der Theorie und Vergleich mit den Versuchsergebnissen. Dynamische Theorie der Löschfunkenvorgänge.

Ist nun der Wechselstromlichtbogen wirklich wesensgleich mit dem Funken, und soll die eben entwickelte Theorie anwendbar sein auf das hier vorliegende Problem, soll sie also eine Erklärung der Löschfunkenvorgänge liefern, so muß ein Vergleich mit den Ergebnissen

Digitized by Google

des experimentellen Teiles zeigen, daß die Löschwirkung des Funkens verbessert wird durch jedes Mittel, das die Zündspitze der Spannung erhöht.

Es muß demnach der Funke am leichtesten im Minimum der Schwebung erlöschen. Daß dies der Fall ist, haben die Bilder im rotierenden Spiegel erwiesen (vgl. p. 45).

Er muß ferner um so leichter erlöschen, je kleiner die Verstimmung der beiden Einzelkreise gegeneinander ist und je geringer die Stromamplitude. Auch diese Forderung ist erfüllt. Denn bei hinreichend kleiner Verstimmung gelang es stets, den Funken bereits im ersten Schwebungsminimum zum Erlöschen zu bringen. Und zwar konnte diese Verstimmung um so größer genommen werden, je geringer die Stromamplitude war: hierbei kam es nicht darauf an, ob die Stromamplitude verringert wurde durch Verringerung der Funkenlänge oder des Gasdrucks, mithin des Entladungspotentials, oder dadurch, daß bei konstantem Entladungspotential die Selbstinduktion vergrößert und die Kapazität verkleinert wurde.

Ebenso konnte gezeigt werden, daß eine Verminderung der Frequenz die Löschwirkung begünstigt.

Es fragt sich also nur noch, ob auch eine Vergrößerung der in Gleichung (10) auftretenden Konstanten W und eine Verringerung von M die Löschwirkung verbessert. Um dies festzustellen, wird ihre Bedeutung untersucht und gefunden, daß M, die Ionendichte, um so größer ist, je größer der Druck P, je kleiner die mittlere freie Weglänge l und die Ionisierungsspannung s des Gases und je größer die glühelektrische und die lichtelektrische Wirksamkeit, je kleiner die Wärmeleitfähigkeit k und das Produkt aus Dichte ϱ und spezifischer Wärme c des Elektrodenmaterials.

W ist proportional dem Verlust an Ionen und wächst mit Zunahme des die Wärme fortleitenden Kathodenquerschnittes, der Wärmeleitfähigkeit k, des Kathodenmaterials sowie derjenigen des umgebenden Mediums, des Rekombinationskoeffizienten a, der Ionenbeweglichkeit v und des Diffusionskoeffizienten d der Ionen in dem Medium zwischen den Elektroden. Da a bei allen hier untersuchten Gasen ungefähr gleich groß ist, so scheidet es aus der Betrachtung aus, und es bleibt eine Zunahme des Ionenverlustes W bei Zunahme von k, v, d und des Querschnitts der Kathode.

Die Zündspitze der Spannungskurve wird um so höher, je größer W und je kleiner M, also um so höher, je kleiner die glühelektrische und die lichtelektrische Wirksamkeit, je größer der Querschnitt, die

Digitized by Google

Wärmeleitfähigkeit, das Produkt aus Dichte und spezifischer Wärme des Elektrodenmaterials, ferner je größer die Wärmeleitfähigkeit, die mittlere freie Weglänge, die Ionisierungsspannung des Gases zwischen den Elektroden, sowie die Beweglichkeit und der Diffusionskoeffizient der Ionen in ihm und je kleiner der Druck. In der nachstehenden Tabelle 11 sind für die im experimentellen Teil untersuchten Materialien einige Zahlenwerte dieser Konstanten zusammengestellt. v_+ bedeutet die Beweglichkeit der positiven Ionen, v_- diejenige der Elektronen; entsprechendes gilt für d_+ und d_-.

Tabelle 11.

	k	ϱ	c	s	v_+	v_-	d_+	d_-	l
Luft	$5{,}5 \cdot 10^{-5}$				1,35	1,82	0,028	0,043	$963 \cdot 10^{-8}$
CO_2	$3{,}2 \cdot 10^{-5}$				0,8	0,9	0,023	0,026	$629 \cdot 10^{-8}$
N_2	$5{,}5 \cdot 10^{-5}$			7,5	1,27	1,84	0,0295	0,0414	$949 \cdot 10^{-8}$
H_2	$35 \cdot 10^{-5}$			11	6,1	7,6	0,123	0,190	$1780 \cdot 10^{-8}$
Mg	0,3760	1,75	0,25						
Ag	0,9628	10,5	0,055						

Bezüglich der lichtelektrischen Empfindlichkeit lassen sich die Metalle in eine Reihe einordnen gleich der Voltaschen Spannungsreihe, so zwar, daß die elektropositiven Metalle die stärkste Elektronenemission aufweisen. Und für die glühelektrische Wirksamkeit kommt dieselbe Reihenfolge in Betracht.

Je höher nun die Zündspitze, also je größer W und je kleiner M, desto besser soll die Löschwirkung sein. Nun sind Wärmeleitfähigkeit k, Beweglichkeit v, Diffussionskoeffizient d der Ionen, mittlere freie Weglänge l ungefähr gleich groß in Luft, Kohlensäure und Stickstoff, erheblich größer in Wasserstoff; auch die Ionisierungsspannung hat in Wasserstoff einen sehr hohen Wert. Die Versuche zeigten, daß in den drei ersten Gasen die Löschwirkung ungefähr gleich gut ist, in Wasserstoff sehr viel besser, und daß sie bei abnehmendem Druck in allen Gasen stark zunimmt. Ferner zeigen sich Elektroden aus Silber ungleich wirksamer als solche aus Magnesium. In Übereinstimmung damit ist die glühelektrische und die photoelektrische Elektronenemission des stark elektronegativen Silbers bedeutend geringer als diejenige des elektropositiven Magnesiums, während das Produkt $\varrho \cdot c$ aus Dichte und spezifischer Wärme und ebenso die Wärmeleitfähigkeit k größer ist beim Silber als beim Magnesium. Endlich war bei den dicken ebenen Elektroden die Löschwirkung bedeutend besser als bei den dünnen stabförmigen.

Digitized by Google

Daß sie bei unsymmetrischen Elektroden eine Mittelstellung einnahm zwischen derjenigen bei dicken und derjenigen bei dünnen Elektroden, ist hiernach selbstverständlich. Denn in diesem Falle ist ja abwechselnd während einer Periode der Entladung die dicke und während der nächsten Periode die dünne Elektrode Kathode. Welche von beiden mit dem negativen Pol der Influenzmaschine verbunden ist, spielt natürlich hierbei gar keine Rolle.

Ebenso selbstverständlich ist es, daß die bei einem Elektrodenmaterial festgestellte Reihenfolge der Löschwirkung der Gase für alle anderen Elektrodenmaterialien dieselbe ist.

Zusammengefaßt heißt es schließlich:

Die oszillatorische Funkenentladung ist ein Wechselstromlichtbogen hoher Frequenz und folgt den Gesetzen der Lichtbogendynamik. Sie erzeugt als gegenelektromotorische Kraft eine Spannung, die danach strebt, jedesmal unmittelbar nach der Stromumkehr zu einer, je nach den Versuchsbedingungen mehr oder minder hohen und steilen Zündspitze anzuwachsen. Ist die Summe aller im Entladungskreise im gleichen Augenblick wirksamen elektromotorischen Kräfte kleiner und wächst sie langsamer an, als diese Zündspitze, so muß der Funke erlöschen. Dieses Erlöschen tritt demnach um so leichter ein einerseits, je geringer die Amplitude im Entladungskreise, andererseits, je steiler und höher die Zündspitze der Funkenspannung.

Besonders günstig liegen die Verhältnisse, wenn sich im Funken zwei Schwingungen verschiedener Frequenz und gleicher Amplitude überlagern, so zu Schwebungen Anlaß gebend. Es erfolgt dann das Erlöschen vorzugsweise im Minimum der Schwebung, da hier die Amplituden längere Zeit sehr klein sind, um so länger, je geringer die Differenz der beiden Frequenzen, kurz die Verstimmung, und um so kleiner, je kleiner die Anfangsamplitude war und je größer die Dämpfung. Macht man also die Verstimmung hinreichend klein, so läßt es sich erreichen, daß der Funke bereits im ersten Minimum erlischt; man hat dann die sogenannte „reine Löschwirkung“. Die Zündspitze der Funkenspannung andererseits steigt um so höher empor, je geringer die Stromamplitude, also auch wieder je geringer die Verstimmung. Verringerung der Verstimmung übt also in doppelter Hinsicht einen günstigen Einfluß auf die Löschwirkung aus, indem sie zunächst die Amplituden der Schwingungen längere Zeit sehr niedrig hält und außerdem eben hierdurch die Zündspitze der Funkenspannung erhöht.

Die Dynamik des Lichtbogens zeigt ferner, daß diese Zündspitze

Digitized by Google

um so höher ansteigt, je geringer die Stromamplitude und die Frequenz der Schwingungen, je größer die Wärmeleitfähigkeit, der Querschnitt, sowie das Produkt aus Dichte und spezifischer Wärme der Elektroden und je geringer deren lichtelektrische und glühelektrische Wirksamkeit, je geringer ferner der Druck des Gases zwischen den Elektroden und je größer seine Wärmeleitfähigkeit und seine Ionisierungsspannung, sowie die Beweglichkeit, der Rekombinationskoeffizient und der Diffusionskoeffizient elektrischer Teilchen in diesem Gase. Je besser alle diese Bedingungen erfüllt sind, desto besser ist die Löschwirkung des Funkens, desto größer kann diejenige Verstimmung sein, bei der noch reine Löschwirkung auftritt. d. h. Erlöschen des Funkens im ersten Schwebungsminimum.

Mechanische Theorie des elektromagnetischen Feldes.

Von **Arthur Korn.**

In einer größeren Zahl von Abhandlungen, welche 1917 bis 1919 in der Physikalischen Zeitschrift erschienen sind, und in einem Vortrage im Elektrotechnischen Verein, Berlin (Elektrot. Ztschr. **39**, 363—365, 375—376, 1919) hat der Verf. den heutigen Stand seiner mechanischen Theorien auseinandergesetzt.

Elektrische und magnetische Energien sind als Schwingungsenergien zu deuten; in einem elektromagnetischen Felde sind materielle Geschwindigkeitskomponenten eines empirisch inkompressiblen Mediums von der Form:

$$u = u_0 + u_1 \cos \frac{t}{T} 2\pi + u_2 \sin \frac{t}{T} 2\pi$$

$$v = v_0 + v_1 \cos \frac{t}{T} 2\pi + v_2 \sin \frac{t}{T} 2\pi$$

$$w = w_0 + w_1 \cos \frac{t}{T} 2\pi + w_2 \sin \frac{t}{T} 2\pi$$

anzunehmen, wobei T eine sehr kleine Zeitdauer ist, welche noch außerordentlich klein gegen alle bekannten Schwingungsdauern (z. B. von Lichtschwingungen) ist. u_0, v_0, w_0 können, obwohl die Bezeichnung nicht immer ganz zutreffend ist, als sichtbare Geschwindigkeiten bezeichnet werden, u_1, v_1, w_1 sind in erster Annäherung den Hertzschen „elektrischen" Komponenten X, Y, Z; u_2, v_2, w_2 den Hertzschen

Digitized by Google

„magnetischen" Komponenten L, M, N proportional. Ein Elektron, welchem Feldschwingungen von der Form

$$u_1 \cos \frac{t}{T} 2\pi, \qquad v_1 \cos \frac{t}{T} 2\pi, \qquad w_1 \cos \frac{t}{T} 2\pi$$

entsprechen, kann nichts anderes sein, als eine pulsierende Kugel, d. h. eine Kugel, welche mit der Schwingungsdauer T periodisch ihr Volumen verändert. Die Wechselwirkung solcher pulsierender Kugeln in inkompressiblen Medien wurden bereits vor mehr als 50 Jahren von dem norwegischen Mathematiker C. A. Bjerknes eingehend untersucht; es ergab sich, daß zwei pulsierende Kugeln in einem inkompressiblen Medium aufeinander mit scheinbaren Kräften wirken, welche dem Quadrat der Zentraldistanz umgekehrt proportional sind. Bjerknes fand Anziehung für Kugeln gleicher Phase, d. h. für den Fall, daß beide Kugeln sich gleichzeitig ausdehnen, gleichzeitig bis zu einem Maximum des Volumens gelangen und sich dann gleichzeitig wieder zusammenziehen, dagegen Abstoßung, wenn die Phasen entgegengesetzt sind, d. h. wenn die eine Kugel sich ausdehnt, während sich die andere zusammenzieht, und umgekehrt. Es würde sich nun eine kaum zu überwindende Schwierigkeit ergeben, wenn man, unter der Annahme, daß elektrisch gleichnamige Teilchen pulsierende Teilchen gleicher Phase, entgegengesetzt elektrische Teilchen pulsierende Teilchen entgegengesetzter Phase sind, das mechanische Grundgesetz exakt zugrunde legen wollte, da man dann zu einer Anziehung gleichnamiger, zu einer Abstoßung entgegengesetzter elektrischer Teilchen gelangen würde. Zur Überwindung dieser Schwierigkeit wird nun eine fundamentale mechanische Grundannahme gemacht, daß das mechanische Grundgesetz, welche für die Bewegungen mit Geschwindigkeiten und Beschleunigungen gewöhnlicher Größenordnung gilt, einer Korrektur bedarf, wenn es sich um außerordentlich große Geschwindigkeiten und Beschleunigungen handelt, wie sie bei Schwingungen mit sehr kleiner Schwingungsdauer auftreten. Es ist in dem mechanischen Grundgesetz ein Korrekturglied hinzuzufügen, welches der Tatsache entspricht, daß sich ein materielles Teilchen um so mehr der Veränderung seiner Schwingungsenergie widersetzt, je kleiner die Schwingungsdauer der Schwingung ist. Das Elektron soll sich jeder Veränderung seiner Pulsationsenergie entgegensetzen, wie sich eine inkompressible Flüssigkeit der Veränderung ihrer Dichtigkeit entgegensetzt. Berechnet man die Wechselwirkung zweier pulsierender Teilchen bei der Grundvoraussetzung, daß die Pulsationsenergien der einzelnen Teilchen auch während einer Ver-

Digitized by Google

änderung der gegenseitigen Lage der Teilchen unverändert bleiben muß, so ergibt sich wieder das Bjerknessche Gesetz, aber mit dem umgekehrten Zeichen, so daß der Wechselwirkung zweier pulsierender Teilchen gleicher Phase Abstoßung, der Wechselwirkung zweier entgegengesetzt pulsierender Teilchen Anziehung entspricht. Der Verf. hat das mechanische Grundgesetz mit einem solchen Korrektionsgliede aufgestellt, welches die gewöhnliche Mechanik völlig unverändert läßt, aber nunmehr eine rein mechanische Theorie der Wechselwirkung elektrischer Teilchen als pulsierender Teilchen in einem empirisch inkompressiblen Medium gestattet. Nach Einführung dieses Korrektionsgliedes ergibt sich auch ohne größere Schwierigkeit eine mechanische Theorie der elektrodynamischen Erscheinungen; elektrische Strömungen bestehen in mechanischen Fortbewegungen elektrischer Teilchen, die mit Rotationen um Achsen verbunden sind, parallel zur Bewegungsrichtung. Von einem Stromringe gehen Feldschwingungen von der Form

$$u_2 \sin \frac{t}{T} 2\pi, \qquad v_2 \sin \frac{t}{T} 2\pi, \qquad w_2 \sin \frac{t}{T} 2\pi$$

aus, wobei u_2, v_2, w_2 Geschwindigkeiten sind, wie sie in einer inkompressiblen Flüssigkeit von einem den Stromring einnehmenden Wirbelring ausgehen würden.

Der Verf. hat bei diesen Grundanschauungen alle Wechselwirkungen von Strömen, ponderomotorischer und elektromotorischer Art, abgeleitet und damit eine rein mechanische Theorie der elektromagnetischen Erscheinungen gegeben.

Mitteilungen aus der Praxis.

Drahtlose Verkehrsstationen als Konkurrenz für Draht- und Kabeltelegraphie.

Von **Eugen Nesper.**

Die Grundbedingungen für eine wirksame Konkurrenz drahtloser Stationen mit Land- und Seetelegraphen- und -Kabellinien sind heute durch die fortgeschrittene Entwicklung der Radiotechnik erfüllt. Zur Entlastung des bisherigen Telegraphendraht- und -Kabeldienstes einerseits und zur Verkehrsverbesserung und Verbilligung andererseits dürften insbesondere, da heute schon brauchbare Schnellgeber- und

Digitized by Google

Empfangseinrichtungen zur Verfügung stehen, welche ähnlich wie bei der Drahttelegraphie bis zu 200 Silben und mehr zu senden bzw. aufzunehmen gestatten, vorhanden sind, daher schon jetzt Maßnahmen erforderlich sein, um sowohl einen großen nationalen als auch über kurz oder lang einen ausgebauten internationalen drahtlosen Nachrichtenverkehr aufzunehmen.

Die technischen Mittel in drahtloser Hinsicht, welche für diesen Verkehr bereitzustellen wären, müßten etwa folgende sein:

Als Sender kommen insbesondere für mittlere und große Reichweiten nur solche Einrichtungen in Betracht, welche hochresonanzfähige, möglichst kontinuierliche und ungedämpfte Schwingungen erzeugen. Handelt es sich um Antennenströme bis etwa 10 Amp., so kann man sich mit Vorteil der Röhrensender bedienen, bei größeren Stromstärken bis zu etwa 120 Amp. der Lichtbogensender; über diesen Antennenstromstärkenbereich hinaus würde die maschinelle Erzeugung hochfrequenter Schwingungen in Betracht zu ziehen sein. Bei den Röhrensendern und maschinell arbeitenden Sendern muß besondere Rücksicht auf die Vermeidung aller Oberschwingungen genommen werden, da hierdurch selbst in großem Wellen- und Aktionsbereich noch eine empfindliche Störung des Betriebes anderer Stationen eintreten könnte.

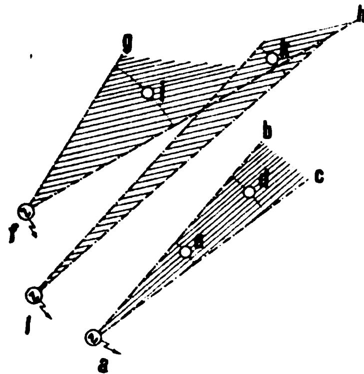
Als Antennen würden für das Senden möglichst scharf gerichtete Luftleitergebilde aufzustellen sein. Man kann heute Antennen bauen, bei denen das Richtungsdiagramm bereits eine sehr flach elliptische Form besitzt und wobei auch die unangenehme Rückenstrahlung tunlichst vermieden ist. Es dürfte in kurzem gelingen, das Richtungsdiagramm nahezu zu einer Geraden zusammenschrumpfen zu lassen, die Richtungswirkung also noch weiterhin zu verbessern. Anzustreben wird mindestens für manche Stationen sein, die Strahlwirkung beliebig drehen zu können, so daß eine Art drahtlosen Blinkfeuers mit variierendem Aktionsradius erzielt wird.

Als Empfang kommt im wesentlichen entweder nur gerichtete Empfangsantenne mit elektrischem Schwebungsempfang in Betracht oder aber, was mit Rücksicht auf die Vermeidung atmosphärischer Störungen günstiger ist, Rahmenantenne mit Lautverstärkungs-Schwebungsempfang. Es wird hierbei darauf zu achten sein, daß die vom Empfänger ausgesandten Sendeenergien so gering sind, daß andere Empfangsstationen hierdurch nicht gestört werden können.

Die Vorteile, welche sich durch die Richtungsanordnung der Sender ergeben, sind durch die beispielsweise Abbildung, welche

Digitized by Google

schematisch ein kleines Stück aus einem drahtlosen Verkehrsnetz darstellen soll, ersichtlich. In dieser bedeuten *a*, *l* und *f* Sender, welche alle nach einer bestimmten Richtung hin als gerichtet strahlend anzunehmen sind. In Wirklichkeit werden die Verhältnisse weit günstiger liegen, da für die Strahlrichtungeu alle Richtungen der Windrose in Betracht kommen, wodurch auch die Bereiche der Empfänger in Hinblick auf gegenseitige Störungsfreiheit wesentlich günstiger werden. Die durch Schraffur angedeuteten Flächen bedeuten also nicht das



eigentliche Richtungsdiagramm der Sender, welches, wie gesagt, eine sehr flach elliptische Form besitzen kann, sondern sie stellen lediglich den Bereich dar, welchen der betreffende Sender zu bestreichen hat. Wenn auch die Grenzen nicht absolut scharf sein werden, so wird man doch immerhin unschwer zu einer praktisch befriedigenden Lösung kommen können, da man als Senderichtung die Verbindungsgerade zwischen Sender und Empfänger wählen wird. Da aber weiterhin die Sender noch mit Einrichtungen versehen werden müssen, um die ausgesandte Energie zu rationieren, so wird man selbst unter Berücksichtigung des anzunehmenden Sicherungsfaktors, welcher einen Überschuß an Senderenergie bedingt, einen gewissen Bereich mit hinreichender Sicherheit feststellen hönnen, welchen der Sender nach Richtung und Umfang beherrscht. Entsprechend der angenäherten quadratischen Energieabnahme wird beispielsweise, wenn der Sender *a* normal mit der Empfangsstation *e* verkehren will und hierzu $^1/_4$ KW Antennenenergie gebraucht und für den Verkehr mit der Empfangsstation *d*, welche doppelt so weit als *e* vom Sender *a* entfernt ist, 1 KW Antennenenergie aufzuwenden haben. Man kann auf diese

Digitized by Google

Weise wenigstens angenähert verhindern, daß selbst dann, wenn eine Empfangsstation *k*, die normalerweise nur von *l* Energie empfangen soll und im entsprechend verlängerten Strahlungsbereich einer Senderstation *f* liegt, von dieser Energie erhält, wenn die Senderenergie *f* nur für die Empfangsstation *i* rationiert ist.

Abgesehen von dem größten Vorteil, welchen ein nach derartigen Gesichtspunkten ausgebildetes Fernsprechnetz besitzen würde, bestehend in der Störbefreiung der Empfangsstationen durch nicht gewünschte Sender, sind aber noch andere wesentliche Vorteile vorhanden. Hierzu gehört beispielsweise die Verbesserung der Geheimhaltung, da insbesondere bei räumlich größeren Entfernungen ganz außerhalb der Strahlwirkung liegende Empfänger von den betreffenden Sendern keine Telegramme erhalten können, selbst wenn sie ihre Rahmenantenne entsprechend drehen.

Weiterhin kann aber eine erhebliche Ersparnis an Senderenergie also an Brennstoff erzielt werden, denn es ist nur nötig, den Sender mit derjenigen Energie zu betreiben, welche für die betriebssichere Verbindung mit dem oder den jeweilig gewünschten Empfängern notwendig ist.

Neben den mit gerichteten Antennen betriebenen ungedämpften Sendern, wird man selbstverständlich auch noch eine gewisse Anzahl von allseitig strahlenden Luftleitern aufstellen (z. B. für Pressedienst). Diese müßten ebenfalls mit kontinuierlichen Schwingungen betrieben werden und es sollten tönende Funkensender nur für kleine Stationen und geringe Reichweiten und alsdann auch nur in einem besonderen hierfür reservierten Wellenbereich benutzt werden.

Ein wesentlicher Gesichtspunkt bei der Errichtung obiger Anlagen müßte allerdings darin bestehen, daß die nach dem gegenwärtigen Stand der Technik besten Einrichtungen zur Verwendung zu gelangen hätten und daß nicht etwa mit Überbleibseln der für die Kriegsführung bestimmten Apparate, welche untergebracht werden sollen und wahrscheinlich für ganz andere Zwecke dimensioniert wurden, gearbeitet werden muß.

Funkpressedienst.[1])

Die Öffentlichkeit bringt den Fortschritten der Funktelegraphie, dieses neuen Schnellnachrichtenmittels, das sich in kurzer Zeit so erstaunlich entwickelt hat, lebhaftes Interesse entgegen. Vielfach sind

1) Eingesandt von der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie.

Digitized by Google

freilich die Vorstellungen, die man sich von einer praktischen Verwertung der Funktelegraphie macht, noch völlig unklar. Gewiß, die neue Nachrichtenübermittlung ist derart vervollkommnet worden, daß über ihre tiefgreifende und weitreichende Bedeutung für das Wirtschafts-, Staats-, ja das ganze Kulturleben gar kein Zweifel bestehen kann. Trotzdem muß man sich davor hüten, der durch die Eigenart der drahtlosen Telegraphie ohnehin leicht erregbaren Phantasie allzusehr die Zügel schießen zu lassen und die derzeitigen Grenzen einer praktischen Ausnutzung zu mißachten.

Zwei ureigenste Wesenszüge sind es vor allem, auf denen der einzigartige und unersetzbare Vorzug der neuen Nachrichtenart gegenüber der Drahttelegraphie beruht. Das ist erstens die Eigenschaft, zwischen der Sende- und Empfangsstelle jedwede Leitungsverbindung entbehren zu können, und zweitens die Fähigkeit, durch einmaliges Senden seitens der Sendestelle beliebig viele, in ihrer Reichweite liegende Empfangsstellen mit Nachrichten versorgen zu können.

Die erste Eigenschaft weist der Funktelegraphie die Erfüllung der Verkehrsaufgaben zwischen solchen Gebieten zu, zwischen denen eine Drahtverbindung aus geographischen, politischen, wirtschaftlichen oder sonstigen Gründen nicht besteht oder herstellbar ist. Welche Leistungen in dieser Beziehung erreicht worden sind, daß beispielsweise ein regelmäßiger Transozeanverkehr besteht, ist bekannt und soll jetzt nicht weiter dargelegt werden. Aufgabe dieser Darstellung soll es vielmehr sein, auf die Verwertung der obengenannten zweiten Eigenart, der Zirkularwirkung, wie man sie nennen könnte, etwas einzugehen.

Diese Eigenschaft läßt die Funktelegraphie als die arbeitseinfachste und billigste Beförderungsart für Pressenachrichten, d. h. für Nachrichten erscheinen, die einen großen Kreis von Liebhabern besitzen und diesen durch die Presse vermittelt werden. Aufgabe der hierzu berufenen amtlichen Stellen ist es, einen solchen Funkpressedienst unter voller Ausnutzung der technisch-betrieblichen Leistungen der Funktelegraphie der Allgemeinheit nutzbar zu machen. Von vornherein aber muß mit Nachdruck davor gewarnt werden, sich unerfüllbaren Erwartungen bezüglich der Verwendungsmöglichkeit der Funktelegraphie für den gedachten Zweck hinzugeben. Für Mitteilungsbedürfnisse Einzelner haben andere Nachrichtenmittel zu dienen, und nur in Ausnahmefällen kann die drahtlose Übermittlung mit kleiner Sendeenergie in Betracht kommen. So werden die Nachrichten von Privatkorrespondenten an Zeitungen, Nach-

Digitized by Google

richtenbüros usw. nicht auf drahtlosem Wege, sondern durch Telegraph oder Fernsprecher zu befördern sein, weil durch die Möglichkeit, daß alle in der Reichweite der Sendestelle liegenden Empfangsstellen, also auch unberufene, die Zeichen aufnehmen können, jene Nachrichten, die das geistige Eigentum ihres Urhebers sind, in unrechte Hände gelangen und sogar unbefugterweise geschäftsmäßig verwertet werden können.

Aus Pressekreisen wird oft der Wunsch geäußert, einen Empfangsapparat zu erhalten, mit dem alle Funknachrichten, also auch die ausländischen, soweit dies technisch überhaupt möglich ist, aufgenommen werden können. Unverkennbar würde dies für die Presse eine ganz erhebliche Verbesserung gegenüber dem jetzigen Zustande ergeben, zumal bei dem jetzigen mangelhaften Telegraphen- und Fernsprechverkehr jede Beschleunigung im Pressedienst höchst willkommen wäre. Aber eine solche allgemeine Freigabe von Funk-Empfangsanlagen hat die schwerwiegendsten Bedenken. Von einer Wahrung des Telegraphengeheimnisses, zu der sich nach dem Internationalen Telegraphenvertrag die vertragschließenden Staaten verpflichtet haben, könnte dann keine Rede mehr sein.

Artikel 2 des Internationalen Telegraphenvertrages von Petersburg vom 10.—23. Juli 1875 (Lissabonner Revision vom 11. Juni 08) bestimmt: Die hohen vertragschließenden Teile verpflichten sich, alle Maßregeln zu ergreifen, die notwendig sind, um die Geheimnisse der Korrespondenzen und deren gute Beförderung zu sichern.

Nach Artikel 17 des Internationalen Funktelegraphenvertrages von London vom 5. Juli 1912 findet jene Bestimmung des Artikels 2 des Internationalen Telegraphenvertrages über die Wahrung des Telegraphengeheimnisses auch auf die Internationale Funktelegraphie Anwendung.

Nun ist zwar in einigen Ländern, wie in den V. Staaten von Amerika und in den Niederlanden, die Errichtung von Funkanlagen nicht von einer Genehmigung des Staates abhängig, sondern freigegeben. Aber abgesehen von dem Einfluß des Wiederinkrafttretens der internationalen Bestimmungen (vgl. unten) haben sich hierdurch große Mißstände herausgestellt. Durch die zahlreichen Empfangsanlagen, die in den Ver. Staaten mangels eines Regals entstanden sind, ist eine große Gefährdung des öffentlichen Funkverkehrs eingetreten. Die Regierung war bestrebt, dem unhaltbaren Zustand zu steuern, und hat kürzlich wiederum, nachdem sie früher damit keinen Erfolg gehabt hatte, einen Gesetzentwurf eingebracht, der dem Übelstande durch die Festlegung eines Regals auch für Funkempfangsanlagen abhelfen soll. Über das Schicksal des Entwurfs ist noch nichts bekannt geworden und kann

Digitized by Google

auch nicht geurteilt werden. Jedenfalls sind große Schwierigkeiten zu überwinden, weil einflußreiche Interessenten aus begreiflichen Gründeu gegen den Entwurf sind. Daß die Zustände im amerikanischen Funkverkehr durch das bisherige Verfahren der Entwicklung der Funktelegraphie letzten Endes nicht förderlich sind, beweist der Umstand, daß amerikanische Korrespondenten, wie sie mündlich erklärten, ihre Telegramme aus Furcht vor unbefugtem Aufnehmen und Verwerten der Funktelegraphie gar nicht mehr anvertrauen.

Auch in Holland sind die Erfahrungen mit der Freigabe der Funktelegraphie nicht günstig. So mußte, nachdem zwischen Holland und England der öffentliche Funkverkehr eingerichtet worden war, die Gelegenheit zur Versendung von Presse- und gewöhnlichen Telegrammen nach und über England durch Funktelegraphie dahin eingeschränkt werden, daß zwischen 8 Uhr vormittags und $12^1/_2$ Uhr mittags kein Telegrammwechsel stattfinden darf. Die Beförderung der Telegramme auf drahtlosem Wege findet nur auf ausdrücklichen Wunsch des Absenders statt. Es wird öffentlich, anscheinend von amtlicher Stelle, im „Allgemeen Handelsblad" vom 22. August 1919 darauf hingewiesen, daß funktelegraphische Nachrichten durch Dritte aufgefangen werden können.

Wie lange hiernach die Freigabe der Funktelegraphie in den Ver. Staaten von Amerika und Holland noch aufrecht erhalten wird, bleibt abzuwarten. Da der Internationale Telegraphenvertrag und der Internationale Funkvertrag nach Inkrafttreten des Friedensvertrags wieder Gültigkeit haben, so ist nach obigen Ausführungen nicht zu zweifeln, daß auch dies seine Rückwirkung auf jenen Zustand, der sich im Kriege, zurzeit der Aufhebung jener Verträge zwischen den Kriegführenden, eingebürgert hat, ausüben wird.

Durch die unbeschränkte Freigabe von Empfangsanlagen würde außerdem jedermann alle drahtlos beförderten Nachrichten abhören und verwerten können. Dadurch käme die Funktelegraphie geradezu in Verruf; denn der Verletzung von Geschäfts- und sonstigen Geheimnissen, des Urheberrechts der Nachrichten usw. würde Tür und Tor geöffnet werden. Jedermann würde sich scheuen, seine Nachrichten der Funktelegraphie anzuvertrauen.

Hiernach stellt die Funktelegraphie kein Nachrichtenmittel dar, das für jeden Benutzer jederzeit für irgendeine Verkehrsbeziehung zur Benutzung bereit gestellt werden kann. Es heißt, den gekennzeichneten Wesenszug der neuen Nachrichtenübermittlung verkennen, wenn man die Einrichtung des geplanten Funkpressedienstes immer nur von dem einen Gesichtspunkt aus ansieht, wie man die drahtlose Übermittlung

Digitized by Google

in die jetzige Organisation des Nachrichtendienstes einzwängen kann. Das Gegenteil muß geschehen. Die geschilderte grundlegende Eigenart der Zirkularwirkung muß in vollstem Maße ausgenutzt werden, wenn das Nachrichtenmittel zu einer seinen Leistungen und seiner Eigenart entsprechenden Bedeutung gelangen soll. Geschieht dies, so werden, wie dies in der Entwicklungsgeschichte des Wirtschaftslebens im allgemeinen und des Verkehrswesens im besonderen beim Aufkommen großer technischer Neuerungen immer der Fall gewesen ist, latente Wirtschafts- oder Verkehrsbedürfnisse geweckt werden. Gegen alle Senderrücksichten und -interessen muß der neuen Nachrichtenbeförderungsart zu ihrer vollen Auswertung für die Presse der Weg frei gemacht werden. Als Ziel der Entwicklung muß gelten, daß eine Zentralstelle ununterbrochen Nachrichten in der gleichen, für alle beteiligten Empfangsstellen anwendbaren Betriebsform drahtlos aussendet, ohne Rücksicht darauf, ob nun sämtliche Empfangsstellen alle Nachrichten gebrauchen können oder nicht. Der dadurch erlangte Vorteil einer arbeitseinfachen und billigen Nachrichtenmassenverbreitung wiegt diesen Nachteil reichlich auf.

Aus diesen Ausführungen ergibt sich, daß die Verwendung der beiden Arten von Nachrichtenmitteln, der Drahttelegraphie (-telephonie) und der Funktelegraphie (-telephonie), für den Presseverkehr unter strengster Anpassung an die Eigenarten der beiden Nachrichtenmittel erfolgen muß. Ihre Zirkularwirkung drängt die Funktelegraphie dazu, Massenbedürfnisse nach Nachrichten zu befriedigen, so wie bei der Güterherstellung der Maschine die Massenherstellung zur Deckung eines Riesenbedarfs vorbehalten ist. Dagegen bleibt die handwerksmäßige Einzelarbeit für Individualbedürfnisse frei. In gleicher Weise verrichtet der Drahttelegraph (und Drahtfernsprecher) die Senderarbeit, indem er die Nachrichten von den einzelnen Funkorten an die aussiebende und auf Massenbedarf zuschneidende Zentralstelle leitet und Spezialnachrichten an einzelne Abnehmer verbreitet.

Diese grundlegenden Unterschiede im Wesen und damit im Wirken der beiden Nachrichtenmittelarten rechtzeitig und scharf erkennen und bei der praktischen Verwertung für den Funkpressedienst zielsicher berücksichtigen, heißt, einer in ihren letzten Wirkungen heute noch ganz unabsehbaren Entwicklung ohne hemmende Rückschläge die Bahn für ihre volle Entfaltung frei machen.

Digitized by Google

Patentschau.

Von **H. Eales.**

Schaltungsanordnungen zur Schwingungserzeugung mittels Kathodenstrahlröhren.

K. P. 302465. Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. und Dr. Siegmund Loewe in Berlin. Vom 17. Juli 1917 (ausgegeben am 4. Oktober 1919).

1. Schaltungsweise zur Erzeugung von Schwingungen mit Vakuumröhren, dadurch gekennzeichnet, daß zwischen zwei Spulen, von denen die eine im Gitterkreise, die andere im Anodenkreise liegt, eine regelbare Kapazität geschaltet ist.

2. Schaltungsweise nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Spulen als Autotransformator ausgebildet sind.

3. Schaltungsweise nach Anspruch 1 und 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Anschlußpunkte des regelbaren Kondensators einerseits und der Anodenleitung andererseits an den Spulen veränderlich gemacht sind, zum Zwecke, die günstigste Wirkung einzustellen.

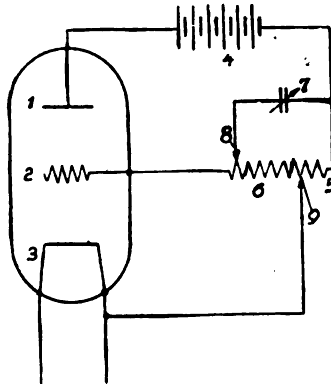


Fig. 1.

4. Schaltungsweise nach Anspruch 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Schaltung zur Erzeugung einer Interferenzschwingung mit einer durch die gleiche Röhre verstärkten Empfangsschwingung verwendet wird, welche beispielsweise durch eine dritte Spule oder Wicklung dem Gitter zugeführt wird.

Fig. 1 zeigt diese Anordnung in einem Beispiel. Die Schaltung

Digitized by Google

hat nach den Angaben in der Patentschrift vor anderen Schaltungen den Vorzug, daß die erzeugte Schwingung völlig einwellig ist.

K. P. 307 681 derselben Firma und Dr. Ing. Ludwig Kühn in Charlottenburg. Vom 21. November 1917 (ausgegeben am 6. Oktober 1919).

1. Schaltungsanordnung für Vakuumröhren mit Rückkopplung, dadurch gekennzeichnet, daß in die Rückkopplungsleitungen Vorrichtungen zur Verstärkung der Rückkopplungsenergie zwischengeschaltet sind.

Fig. 2.

2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß als Verstärker Vakuumröhren mit Glühkathode verwendet werden, deren Gitter beispielsweise unter Zwischenschaltung eines Transformators an den Anodenkreis der erstgenannten Vakuumröhre angeschaltet ist, während der Anodenstromkreis dieser Verstärker beispielsweise ebenfalls unter Zwischenschaltung von Transformatoren an den Gitterkreis der erstgenannten Vakuumröhre angeschlossen ist.

3. Empfangsschaltung nach Anspruch 1 und 2, dadurch gekennzeichnet, daß in den Anodenkreis einer Empfangsschaltung mit Ver-

Digitized by Google

stärkung für gedämpften und ungedämpften Empfang, welche zugleich Interferenzschwingungen erzeugt, ein Transformator eingeschaltet ist, welcher einer Vakuumverstärkerröhre Energie zuführt, welche ihrerseits nach Verstärkung in den Gitterkreis der ersten Röhre zurückgeleitet wird.

Fig. 2 zeigt eine Schaltung nach Anspruch 1 und 2, und zwar als Verstärker für Empfangszwecke.

K. P. 310 152 derselben Firma und Dr. Ing. Ludwig Kühn in Charlottenburg. Vom 28. September 1917 (ausgegeben am 21. November 1919).

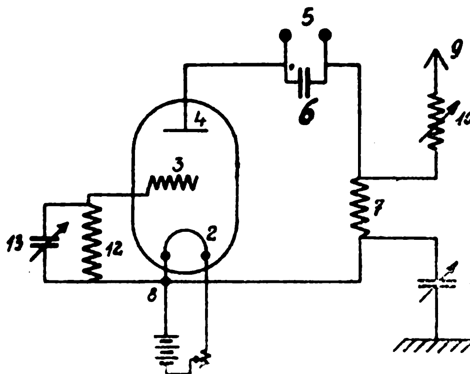


Fig. 3.

1. Schaltungsweise zur Schwingungserzeugung mit Vakuumröhren, dadurch gekennzeichnet, daß parallel zu Gitter und Kathode ein Schwingungskreis geschaltet ist, wobei eine Rückkopplung zwischen diesem Kreise und dem Anodenkreise vermieden ist.

2. Schaltungsweise nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Antenne vorzugsweise galvanisch mit dem Anodenkreise gekoppelt ist.

3. Schaltungsweise nach Anspruch 1 und 2, dadurch gekennzeichnet, daß die auszusendende Wellenlänge durch Veränderung des in Anspruch 1 genannten Kreises verändert wird, beispielsweise durch Änderung der Kapazität, Selbstinduktion oder beider Größen dieses Kreises.

Fig. 3 zeigt diese Schaltung; 12, 13 ist der Schwingungskreis.

K. P. 310 793 derselben Firma und Dr. Siegmund Loewe in Berlin. Vom 14. November 1917 (ausgegeben am 7. Oktober 1919).

1. Schaltungsanordnung zum Betriebe von Vakuumröhren mit Glühkathode für die Zwecke der Schwingungserzeugung, dadurch ge-

Digitized by Google

kennzeichnet, daß der Heizstromkreis der Glühkathode durch einen Teil der erzeugten Nutzleistung gespeist wird.

K. P. 310 151 derselben Firma. Vom 26. Mai 1917 (ausgegeben am 4. Oktober 1919).

1. Verfahren zur Erzeugung ungedämpfter Schwingungen unter Verwendung von Vakuumschwingungserzeugern, dadurch gekennzeichnet, daß zum Betriebe des Schwingungserzeugers ein durch dessen Ventilwirkung aus Mehrphasenstrom gewonnener Gleichstrom verwendet wird.

2. Einrichtung zur Ausübung des Verfahrens nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß eine oder mehrere Schwingungsröhren mit einer der Phasenzahl entsprechenden Anzahl von Gitterelektroden in

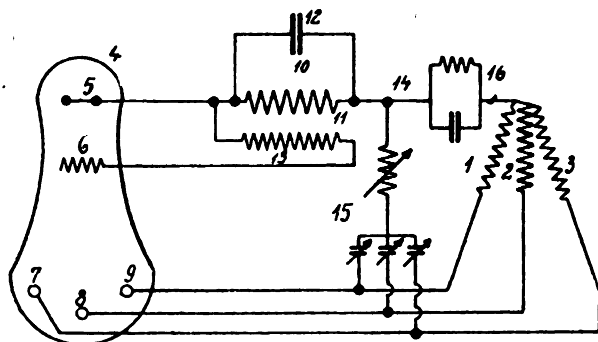


Fig. 4.

einer Schaltung, in der sie gleichzeitig als Ventil und als Schwingungserzeuger arbeiten, an einen Mehrphasengenerator angeschaltet sind.

Weitere Ansprüche (im ganzen 7) beziehen sich auf Einzelheiten. Fig. 4 zeigt diese Schaltungsanordnung.

K. P. 307 682 derselben Firma. Vom 3. März 1918 (ausgegeben am 1. Oktober 1919).

Heizkathode für Kathodenstrahlenröhren, dadurch gekennzeichnet, daß die Heizkathode aus zwei parallel geschalteten Metalldrähten verschiedenen Widerstandes besteht, wobei die Widerstände so bemessen sind, daß bei übermäßiger Heizung der Kathode von geringerem Widerstand, der Widerstand derselben größer als der der anderen Kathode wird.

K. P. 307 056. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Vom 16. Januar 1918 (ausgegeben am 17. September 1919).

Schaltung für Kathodenröhren für die Zwecke der drahtlosen Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß für Senden und Empfang

Digitized by Google

eine gemeinsame Röhre verwendet wird, wobei der Vorschaltwiderstand bzw. ein Teil desselben für die Heizung durch die Sendetaste oder den Sende-Empfangsumschalter bei Empfang eingeschaltet und beim Senden ausgeschaltet oder kurzgeschlossen wird.

K. P. 304 361 derselben Gesellschaft. Vom 23. Dezember 1917 (ausgegeben am 31. Mai 1919).

1. Kathodenröhrengenerator-(Sender-)Schaltung, dadurch gekennzeichnet, daß zur Fernhaltung entstehender Oberschwingungen aus den

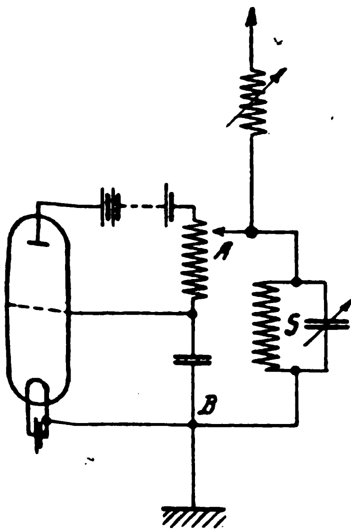


Fig. 5.

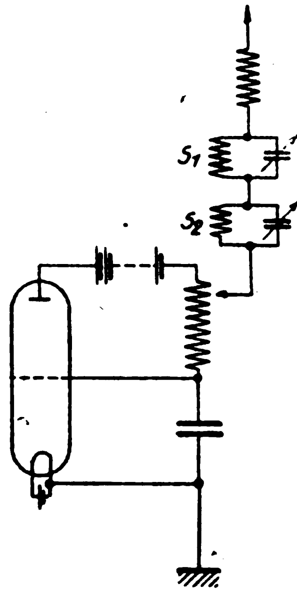


Fig. 6.

Kreisen, in denen sie nicht erwünscht sind, auf die Hauptschwingung abgestimmte geschlossene Hilfskreise parallel oder auf die Oberwellen einzeln abgestimmte Hilfskreise in Serie zu jenen Kreisen oder zu den zu ihnen führenden Leitungsbahnen geschaltet sind.

2. Kathodenröhrenschaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß ein auf die Grundschwingung abgestimmter Schutzkreis auf Wellenlängen geeicht und dadurch als Wellenmesser benutzbar ist.

Fig. 5 zeigt die Parallelschaltung, Fig. 6 die Serienschaltung dieser Hilfskreise.

Digitized by Google

K. P. 310 162 derselben Gesellschaft. Vom 20. April 1918 (ausgegeben am 20. September 1919).

Induktive Rückkopplung für Kathodenröhren für Empfangs- und für Sendezwecke der drahtlosen Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß die im Gitter- oder im Anodenkreis liegende Rückkopplungsspule eine derartig geringe Selbstinduktion besitzt, daß sie zusammen mit der inneren Kapazität der Röhre einen Schwingungskreis bildet, dessen Eigenschwingung wesentlich kleiner als die kleinste Welle des Hauptkreises ist.

K. P. 304 360 derselben Gesellschaft. Vom 7. Dezember 1917 (ausgegeben am 25. September 1919).

1. Anordnung zur Erreichung geringer Verluste bei Schwingungserzeugung durch Vakuumröhren, dadurch gekennzeichnet, daß außer der Energie der Grundschwingung auch Energie kürzerer Schwingungen herausgezogen und außerhalb der Röhre vernichtet wird.

Hierbei wird an die Röhre ein System von Kreisen angeschaltet, das Resonanzstellen bei den Frequenzen von n, $2n$, $3n$, $4n$, $5n$ usw. besitzt, oder bei einigen davon.

Es können auch mehrwellige, aus Verzweigungen von Kapazität und Selbstinduktion gebildete Systeme angeschaltet werden.

K. P. 303 895 derselben Gesellschaft. Vom 14. Oktober 1917 (ausgegeben am 26. September 1919).

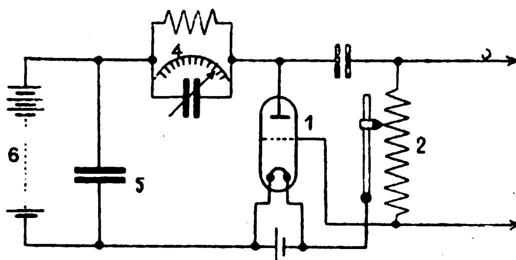


Fig. 7.

1. Anordnung zur Abdrosselung der Hochfrequenzenergie von der Gleichstromquelle bei Generatoren zur Erzeugung kontinuierlicher Schwingungen (Bogenlampen und Röhrengeneratoren), gekennzeichnet durch die Zwischenschaltung eines möglichst verlustfreien Schwingungskreises (Resonanzdrossel), der auf die zu erzeugende Schwingung abgestimmt ist.

Digitized by Google

2. Schaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß zur Verminderung des Widerstandes der Speiseleitung ein Kondensator beide Pole der Speiseleitung überbrückt.

3. Anordnung nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch die Eichung der Resonanzdrossel in Wellenlängen.

Fig. 7 zeigt diese Anordnung; 4 ist der Resonanzdrosselkreis.

K.P. 304 362 derselben Gesellschaft. Vom 24. November 1917 (ausgegeben am 30. September 1919).

1. Einrichtung zur Erzeugung und zur Aufnahme sehr kurzer kontinuierlicher Wellen, gekennzeichnet durch die Ausstattung einer Kathodenröhre für Sende- und Empfangszwecke mit je einem Kapazitätskörper auf der Anode und einem entsprechenden an der Kathode.

2. Einrichtung nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch den Einbau innerhalb der Brennlinie eines Hertzschen Parabol-Spiegels.

K. P. 300 775. Firma Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. und Dr. Siegmund Loewe in Berlin. Vom 29. April 1917 (ausgegeben am 1. Oktober 1919).

1. Einrichtung zur Schwingungserzeugung unter Benutzung von Vakuumröhren, dadurch gekennzeichnet, daß die Anoden- bzw. Glühstromspannung maschinell erzeugt wird, wobei Mittel, z. B. mit Sättigungsstrom arbeitende Vakuumröhren, vorgesehen sind, welche die störende Einwirkung der Kollektorspannungswellen auf die Schwingungserzeugung ausschalten.

Die Maschine wird dabei als Doppelmaschine ausgebildet, welche auf der einen Seite die Anodenspannung, auf der anderen Seite die Glühstromspannung abzunehmen gestattet; die Energie der Schwingungserzeugung soll durch Veränderung der Temperatur der Strombegrenzer reguliert und der Glühstrom der Strombegrenzer aus der gleichen Stromquelle entnommen werden, wie der Glühstrom des Schwingungserzeugers.

K. P. 300 776 derselben Anmelder. Vom 10. Mai 1917 (ausgegeben am 4. Oktober 1919).

1. Vakuumröhre zur Verstärkung und Schwingungserzeugung, dadurch gekennzeichnet, daß in einem gemeinsamen Vakuum sowohl die Einrichtung für die Schwingungserzeugung als auch die Einrichtung zur Verstärkung unabhängig voneinander angeordnet sind.

K. P. 300 774 derselben Anmelder. Vom 29. April 1917 (ausgegeben am 1. Oktober 1919).

1. Einrichtung für Schwingungserzeuger, dadurch gekennzeichnet, daß zwecks Verringerung der erforderlichen Batteriekapazität eine

Digitized by Google

kurzzeitige Umschaltung der Batterien von Ladung auf Entladung erfolgt.

2. Einrichtung für Schwingungserzeuger nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Umschaltung zwangläufig mit der Taste oder mit dem Tastrelais erfolgt.

3. Einrichtung für Schwingungserzeuger nach Anspruch 1 und 2, dadurch gekennzeichnet, daß zwecks Vermeidung störender Nebengeräusche der Glühstrom etwas früher aus- und etwas später eingeschaltet wird als der Anodenstrom.

K. P. 309 177. C. Lorenz Akt. Ges. in Berlin. Vom 5. Mai 1918 (ausgegeben am 4. Oktober 1919).

Schwingungsanzeiger für Röhrensender und -empfänger, gekennzeichnet durch einen in die Zuleitung zur Gleichstromhochspannungsquelle eingeschalteten Transformator, dessen Sekundärwicklung mit einem Spannungs- oder Stromanzeiger verbunden ist.

Antennenanordnungen, insbesondere auf Flugzeugen.

K. P. 298 487. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Vom 16. April 1916 (ausgegeben am 9. September 1919).

1. Antennenanordnung für Luftfahrzeuge, insbesondere Flugzeuge, bei der die räumliche Lage des frei herabhängenden Teiles des Antennengebildes (Strahldraht, Gegengewicht) durch eine Hilfseinrichtung gegenüber dem Körper des Fahrzeuges oder dem nicht herabhängenden Teil der Antenne bei der Fahrt des Luftfahrzeuges beeinflußt wird, dadurch gekennzeichnet, daß die durch die Hilfseinrichtung auf die Drähte zur Wirkung gebrachten Kräfte an solchen Teilpunkten der Drähte angreifen, daß nur die dem Fahrzeugkörper am nächsten liegenden Teile der Drähte unter diesem festgehalten werden, während die freien Enden sich selbst überlassen bleiben.

3. Antennenanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die herabhängenden Drähte an geeigneten Teilpunkten ihrer Länge mit so eingestellten Drachenflächen versehen sind, daß durch den Winddruck eine in der Fahrtrichtung wirkende Kraftkomponente entsteht.

K. P. 299 161 derselben Gesellschaft. Vom 1. April 1917 (ausgegeben am 17. September 1919).

1. Antennenanordnung für Luftfahrzeuge, insbesondere Flugzeuge, dadurch gekennzeichnet, daß die Antenne durch ein am rückwärtigen Teil des Fahrzeugs befestigtes Glied in solcher Entfernung vom Fahrzeug gehalten wird, daß sie bei Bewegungen des Fahrzeugs in kon-

Digitized by Google

stanter Entfernung von demselben bleibt, so daß die Kapazität konstant ist.

2. Antennenanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das die Antenne haltende Glied aus einem Seil oder einer starren Haltevorrichtung besteht, die beim Ab- und Aufkurbeln der Antenne selbsttätig mitbewegt wird.

K. P. 301 763 derselben Gesellschaft. Vom 6. Juli 1917 (ausgegeben am 29. September 1919).

1. Antennenträger für Flugzeuge mit fest verspannten Antennen, dadurch gekennzeichnet, daß durch eine Entkoppelungsvorrichtung die nach hinten führenden Antennendrähte beim Bruch von selbst abgeschleudert werden.

K. P. 308 415 derselben Gesellschaft. Vom 29. März 1918 (ausgegeben am 23. September 1919).

1. Luftdrahtanordnung bei fahrbaren Stationen für drahtlose Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß die einzelnen Drähte des Luftdrahtgebildes mit einer die mechanischen Schwingungen dämpfenden Umhüllung versehen sind, zum Zwecke, das durch mechanische Erschütterungen verursachte Schwingen der Drähte gegeneinander und das hierdurch bewirkte Schwanken der Antennenkapazität zu vermeiden.

Als dämpfende Hülle wird ein Isolierschlauch verwendet, der unmittelbar an dem Luftdrahtträger befestigt ist.

K. P. 309 141 derselben Gesellschaft. Vom 18. Mai 1918 (ausgegeben am 20. September 1919).

1. Antennenanordnung für drahtlose Telegraphie auf Flugzeugen, dadurch gekennzeichnet, daß die miteinander leitend verbundenen Befestigungskabel der Spannbögen für die Tragflächen als Antenne geschaltet sind.

2. Ausführungsform der Anordnung nach Anspruch 1 für Doppeldecker, dadurch gekennzeichnet, daß nur die Befestigungskabel der unteren Tragflächenspannbögen als Antenne geschaltet sind, während alle übrigen Spannbögenkabel mit dem Gegengewicht verbunden sind.

K. P. 310 662. Flugzeugteilbau Hans Loewenstein in Berlin-Baumschulenweg. Vom 26. Juli 1918 (ausgegeben am 1. Oktober 1919).

Antenne für funkentelegraphische Anlagen in Flugzeugen, dadurch gekennzeichnet, daß eine Metalltuchbespannung der Flugzeugflügel durch weiche Verlötung oder eine sonstige leitende Verbindung mit den Holmschuhen, Holmumfassungs- und Randbogenbeschlägen verbunden ist, so daß die gesamte Flugzeugbespannung mit der Innenverspannung als Antenne wirkt.

Digitized by Google

K. P. 307 133. Otto Scheller in Berlin-Lichterfelde und C. Lorenz Akt.-Ges. in Berlin. Vom 21. Februar 1918 (ausgegeben am 23. September 1919).

1. Einrichtung zum Straffhalten von Luftfahrzeug-Antennen in angenähert senkrechter Lage, dadurch gekennzeichnet, daß am Ende des aus dem Fahrzeug heraushängenden Antennendrahtes ein Gebilde angebracht ist, das unter dem Einfluß der Luftströmungen den Antennendraht straff und in angenähert senkrechter Lage hält.

2. Ausführungsform nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch die Verwendung eines Drachen, der derart am Antennenende befestigt ist, daß er einen Zug senkrecht und in Richtung der Erde ausübt.

K. P. 306 413. Firma Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. in Berlin. Vom 2. Juli 1915 (ausgegeben am 4. Oktober 1919).

Einziehbare Antenne für drahtlose Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß der eigentliche Antennenleiter auf eine Trommel aus isolierendem Material, z. B. Holz, aufgewickelt wird.

K. P. 310 643. Dr. R. Hase, Institut für chemische und physikalische Apparate, Instrumente und Utensilien in Hannover. Vom 1. November 1917 (ausgegeben am 4. Oktober 1919).

Selbsttätig betriebene Antennenhaspel, gekennzeichnet durch Ausschaltvorrichtungen für die Antriebseinrichtung, die durch den geeignet ausgebildeten Luftdraht am Ende seiner Aufwärts- oder Abwärtsbewegung in Tätigkeit gesetzt werden.

K. P. 310 114. Firma Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. in Berlin. Vom 2. Juli 1915 (ausgegeben am 1. Oktober 1919).

Einziehbare Antenne, insbesondere für Flugzeugstationen, dadurch gekennzeichnet, daß zwischen dem zweckmäßig als verflochtene oder mit einer verflochtenen Umhüllung versehene Litze ausgebildeten, am Ende der Aufwickelung durch eine Sperrung festgehaltenen Leiter einerseits, und entweder der Kurbel oder der Sperrvorrichtung andererseits ein federndes Glied eingeschaltet ist.

K. P. 310 674 derselben Firma. Vom 17. Mai 1918 (ausgegeben am 4. Oktober 1919).

1. Selbsttätige Drahthaspel, insbesondere für die Luftdrähte von funkentelegraphischen Stationen, gekennzeichnet durch einen innerhalb der Haspeltrommel angeordneten zum Antrieb der Haspel dienenden Elektromotor.

K. P. 298 093. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Vom 4. Dezember 1915 (ausgegeben am 1. August 1919).

1. Luftdrahthaspel für Luftschiffstationen der drahtlosen Tele-

Digitized by Google

graphie, bei welcher eine Bremsvorrichtung durch einen Druck auf die Haspelkurbel ausgelöst wird, dadurch gekennzeichnet, daß die Haspeltrommel drehbar auf der Haspelachse angeordnet und durch eine selbsttätig wirkende Bremsvorrichtung gegen ein willkürliches Drehen auf der Achse gesichert ist.

K. P. 299 061. C. Lorenz Akt.-Ges. in Berlin. Vom 22. Dezember 1915 (ausgegeben am 23. September 1919).

Antennensystem für tragbare Stationen der drahtlosen Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß als Antenne eine nahe über dem Erdboden ausgespannte Erdantenne benutzt wird, über welcher ein besonderes abstimmbares Drahtsystem (Käfigsystem) ausgespannt ist.

K. P. 298 403. Firma Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. und Dipl.-Ing. Bruno Rosenbaum in Berlin. Vom 15. Juli 1915 (ausgegeben am 2. Oktober 1919).

1. Antenne für drahtlose Nachrichtenübermittelung, dadurch gekennzeichnet, daß die Antennenform oder das Verhältnis von Kapazität und Widerstand zur Selbstinduktion des Antennenkreises so gewählt ist, daß die Antenne keine ausgeprägte Eigenschwingung aufweist.

2. Antenne nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Antennenkapazität außerordentlich gesteigert wird durch Vergrößerung der Antennenfläche oder Parallelschaltung eines Kapazitätengebildes zur Antenne.

3. Antenne nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Antenne aus mehreren Teilen besteht, welche freischwingend voneinander verschiedene Schwingungszahlen aufweisen.

K. P. 290 260. Ernst Werndl und Egbert von Lepel in Berlin-Wilmersdorf. Vom 3. März 1914 (ausgegeben am 26. Juni 1919).

1. Antenne, dadurch gekennzeichnet, daß der Antennenträger im wesentlichen aus einer schmiegsamen beim Gebrauch durch Gasdruck prall gespannten Hülle besteht, während der Antennendraht im Innern der Hülle oder längs derselben geführt ist.

K. P. 300 795. C. Lorenz Akt.-Ges. in Berlin. Vom 7. Juni 1917 (ausgegeben am 1. Oktober 1919).

Luftleitergebilde für drahtlose Stationen auf kleinen Fahrzeugen, dadurch gekennzeichnet, daß zum Empfang eine auf dem Fahrzeug vorhandene Antenne durch direkte Leitungsverbindungen mit den auf dem Fahrzeug befindlichen Abspannseilen usw. verbunden wird, um für den Empfang den Strahlungswiderstand herabzusetzen und die Empfangsintensität zu erhöhen.

Digitized by Google

K. P. 300 782. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Vom 6. Juni 1917 (ausgegeben am 15. September 1919).

1. Anordnung zur Verminderung der Rückwirkung leitender Antennenträger auf die Antennen für drahtlose Telegraphie, gekennzeichnet durch die Anwendung einer Hilfsenergie aus der Hochfrequenzquelle, die nach Phase und Intensität so bemessen ist, daß die Mastenergie ein Minimum wird.

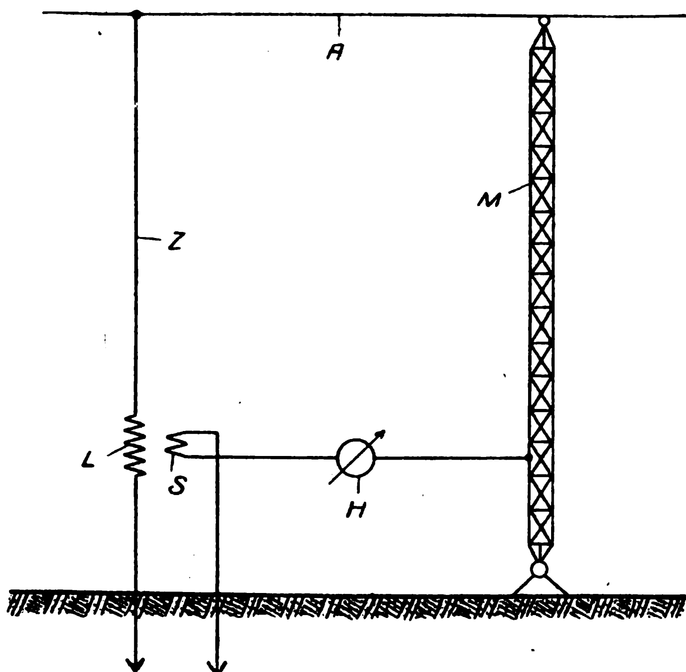


Fig. 8.

2. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die zur Kompensierung des Mastes erforderliche Hilfsenergie der vom Mast getragenen Antenne selbst entnommen wird.

Fig. 8 zeigt diese Antennenanordnung.

Die vom Maste *M* getragene Antenne *A* erhält die Zuleitung durch *Z*, in der die Antennenselbstinduktionsspule *L* liegt. Diese ist mit einer zweiten Spule *S* gekoppelt. Von ihr aus wird dem Maste

Digitized by Google

die Hilfsenergie zugeführt. Ist S gegen L entkoppelt, so fließt durch Mast und Zuleitung ein Strom, den man am Strommesser H ablesen kann. Durch richtige Kopplung von S und L und richtige elektrische Dimensionierung der Strombahn Erde-Mast-Dielektrikum kann man dem Maste eine phasenrichtige elektromotorische Gegenkraft aufdrücken, so daß der Strom im Maste ein Minimum wird.

K. P. 303 215 derselben Gesellschaft. Vom 24. August 1917 (ausgegeben am 15. September 1919).

Antennenanordnung zur Regelung der Strahlung, dadurch gekennzeichnet, daß zwei oder mehrere Teilantennen aneinander- oder ineinandergefügt sind und phasengleich oder phasenverschieden erregt werden, so daß die je nach der Phase und Erregungsstärke variierende Felderzusammensetzung verschiedene resultierende Öffnungen des Schwingungskreises ergibt.

K. P. 304 363 derselben Gesellschaft. Vom 14. Juni 1917 (ausgegeben am 15. September 1919).

Künstliche Antenne für die Zwecke der drahtlosen Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß ein Kondensator parallel zu einem Schwingungskreis geschaltet wird, dessen Eigenschwingung mit der Grundschwingung der nachzubildenden Luftdrahtanordnung übereinstimmt, wobei die Gesamtkapazität der künstlichen Antenne gleich der statischen Kapazität der wirklichen Antenne ist und außerdem das Verhältnis der Kapazität des parallel geschalteten Kondensators zur Kapazität des Kondensators im Schwingungskreise so abgestimmt ist, daß bei Einschaltung einer gewissen Verlängerungsselbstinduktion künstliche und wirkliche Antenne die gleiche Verlängerungswelle ergeben.

K. P. 305 126 derselben Gesellschaft. Zusatz zu vorstehendem K. P. 304 363. Vom 12. Oktober 1917 (ausgegeben am 17. September 1919).

Selbstregelnde künstliche Antenne für die Zwecke der drahtlosen Telegraphie nach Patent 304 363, gekennzeichnet durch eine aus einer beliebigen Anzahl m von kapazitiv miteinander gekoppelten Kreisen bestehende Anordnung, deren Gesamtkapazität gleich der statischen Kapazität des nachzubildenden Luftdrahtes, deren Eigenschwingung gleich der Grundschwingung ist und deren $2m + 1$ elektrische Konstanten im übrigen so bemessen sind, daß die künstliche Antenne bei $2m - 1$ verschiedenen Wellenlängen dieselben Verlängerungsselbstinduktionen bzw. dieselben Verkürzungskapazitäten erfordert, wie die nachzubildende Luftdrahtanordnung.

Digitized by Google

Tonsender.

K. P. 298 451. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Vom 9. April 1915 (ausgegeben am 29. August 1919).

1. Verfahren zur Erzeugung reiner Töne bei mit Wechselstrom gespeisten Sendern für Stoßerregung, dadurch gekennzeichnet, daß zur Aufladung der Erregerkapazität solche Frequenzen des Wechselstromes verwendet werden, die mindestens einige Prozent über der Resonanzwechselzahl des Ladesystems liegen.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Felderregung des Wechselstromgenerators bei steigender Tourenzahl dauernd zwischen den beiden Grenzkurven der zur Erzeugung eines reinen Tones erforderlichen Spannung gehalten wird.

3. Einrichtung zur Ausübung des Verfahrens nach Anspruch 1 und 2, dadurch gekennzeichnet, daß der Wechselstromgenerator entweder aus einer Erregermaschine, deren Spannung infolge direkter Kopplung mit dem Generator proportional der Tourenzahl steigt oder aus einer Stromquelle von konstanter Spannung, wobei die Tourenregulierwiderstände des Antriebsmotors mit dem Regulierhebel für den Erregerwiderstand des Generators mechanisch verbunden sind, erregt wird, zum Zwecke, die Felderregung des Wechselstromgenerators selbsttätig, annähernd proportional mit seiner Tourenzahl ansteigen zu lassen.

K. P. 308 422 derselben Gesellschaft. Zusatz zu vorstehendem K. P. 298 451. Vom 7. März 1917 (ausgegeben am 6. September 1919).

Verfahren zur Erzeugung reiner Töne bei mit Wechselstrom gespeisten Sendern für Stoßerregung nach dem Kriegspatent 298 451, gekennzeichnet durch die Überlagerung eines höheren periodischen Wechselstroms, zum Zwecke, die Zeitpunkte des Einsetzens der Entladungen ganz gleichmäßig zu gestalten.

Fig. 9 zeigt die Schaltung. Die Anlage besteht aus dem Wechselstromgenerator *G*, der bei tönenden Funken einen etwa 50periodischen Wechselstrom liefert. *T* ist der Transformator, *F* die Funkenstrecke, *C* die Stoßkreiskapazität und *A* die Antenne, an der der Stoßkreis galvanisch angeschlossen ist. Bis hierher entspricht die Anordnung der des Hauptpatents. Gemäß dem Zusatzpatent ist diese Schaltung insofern verbessert, als in den Maschinenkreis ein Hilfstransformator *U* eingelegt ist, der einerseits von dem Strom des Wechselstromgenerators *G* und andererseits von dem Strom einer Hilfserregermaschine *D* durchflossen wird. Letzterer besitzt eine wesentlich höhere Frequenz, z. B. 1000, als sie die Wechselstrommaschine *G* liefert. Durch die Wir-

Digitized by Google

kung des Transformators U wird infolgedessen der sinusförmige Verlauf des Wechselstromgenerators G gewellt, so daß das Einsetzen der Entladungen ganz gleichmäßig gestaltet wird.

K. P. 290 259 derselben Gesellschaft. Vom 20. September 1914 (ausgegeben am 23. Juni 1919).

1. Instrument zum Einstellen der günstigsten Energieübertragung bei gekoppelten Sendern für drahtlose Telegraphie, insbesondere für Stoßerregung, dadurch gekennzeichnet, daß die Energieübertragung an-

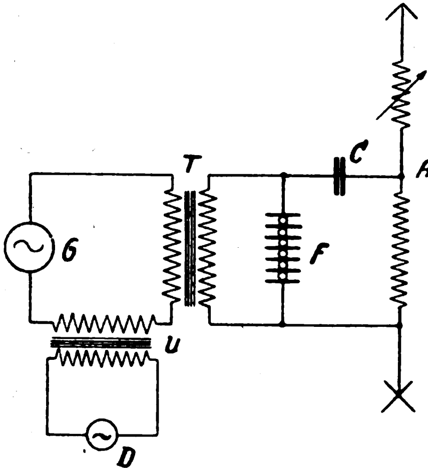


Fig. 9.

gezeigt wird durch die Winkelstellung zweier Zeiger, von denen der eine seine Einstellung in Abhängigkeit von der Stromstärke des Erregerkreises und der andere von derjenigen des Antennenkreises erhält.

2. Instrument nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß eines oder beide Systeme des Meßinstruments geshuntet sind zu dem Zwecke, eine passende Voreilung des Antennenstromanzeigers zu erzielen.

K. P. 305 501 derselben Gesellschaft. Vom 16. Mai 1917 (ausgegeben am 15. September 1919).

1. Verfahren zur Erzeugung kontinuierlicher elektrischer Schwingungen, bei welchem die elektrischen Schwingungen durch einen in seinem Widerstand oder ähnlichen Größen kontinuierlich schwankenden und durch ein magnetisches Wechselfeld gesteuerten Ionen- oder Elektronenstrom (Poulsenscher Lichtbogen, Kathodenstrahlröhren o. dgl.) aufrecht erhalten werden, dadurch gekennzeichnet, daß dem zur Erregung des magnetischen Feldes verwendeten, der eigenen Energie des

Digitized by Google

Generators entnommenen Wechselstrom ein Strom einer fremden Stromquelle (Gleichstrom oder Wechselstrom) überlagert wird.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der auf das magnetische Wechselfeld überlagerte fremde Wechselstrom eine Frequenz besitzt, die von der Frequenz des Generators abweicht, so daß Schwebungen von Tonfrequenz auftreten.

Literaturverzeichnis.

Abraham, H., et **E. Bloch**, C. R. **169** (6), S. 282, 1919. Application des amplificateurs à l'inscription mécanique des signaux de télégraphie sans fil.

Abraham, M., Arch. f. Elektrot. 8 (2/3), S. 92, 1919. Theoretische Untersuchungen über die Strahlung von Antennensystemen.

Baerwald, H., Verh. d. D. Phys. Ges. **21** (13/14), S. 474, 1919. Zur Frage nach der Konstitution der von Wolfram bei Weißglut ausgesandten Korpuskularstrahlung.

Barkhausen, H., Phys. Ztschr. **20** (17), S. 401, 1919. Zwei mit Hilfe der neuen Verstärker entdeckte Erscheinungen.

Barrell, W. S., Wireless World 7 (76), S. 174, 1919. The Theory of Valve Rectification.

Blondel, A., Ann. de phys. **10** (9), S. 195, 1918. Sur l'analyse harmonique directe de l'onde des courants alternatifs par résonance mécanique electrique.

Bräuer, E., Phys. Ztschr. **20** (18), S. 409, 1919. Zur Kenntnis des zischenden Lichtbogens.

Bryant, A. H., El. Review **75** (4), S. 155, 1919. Service Tests of Small-Capacity Meters.

Dornig, W., Telefunken-Ztg. **3** (17), S. 65, 1919. Der Hochfrequenz-Maschinen-Sender (400 MK) Nauen.

Electrician **83** (4), S. 84, (5), S. 110, 1919. Weagant's Anti-Static Method in Wireless Telegraphy.

Electricity **31** (1501), S. 505, 1919. Radio-Transmitting Sets on the NC Type Seaplanes.

Electrot. Ztschr. **40** (35), S. 429, 1919. Radiogroßstation Eilvese. (Briefe a. d. Schriftltg.)

— ebenda S. 442. Die Dielektrizitätskonstante fester Körper bei verschiedenen Wellenlängen. (Ref. über Dissert. v. R. Jaeger, Berlin 1917.)

E. u. M. **37** (32), S. 363, 1919. Drahtlose Telegraphie und Telephonie. (Übersicht aus der Patentliteratur des In- und Auslandes.)

Esau, A., E. u. M. **37** (36), S. 401, 1919. Die Braun'sche Rahmenantenne.

— Telefunken-Ztg. **3** (17), S. 75, 1919. Die Empfangsanordnung für Duplexbetrieb in Geltow.

Gruner, ebenda (16), S. 59, 1919. Entwicklung der Flugzeug-Funkentelegraphie während des Weltkrieges.

Digitized by Google

Hagenow, C. F., Phys. Rev. **13** (6), S. 415, 1919. Thermionic and Photoelectric Phenomena at the Lowest Attainable Pressure.

Hebert-Stevens, J. et **A. Larigaldie,** C. R. **169** (3), S. 136, 1919. Radiotélégraphie par rayonnement infra-rouge.

Holst, G. and **E. Oosterhuis,** Proc. Amsterdam **21**, S. 932, 1919. The audion as an amplifier.

v. Laue, M., Sitzungsber. d. Bayr. Akad. d. Wissensch., Heft 1, S. 53, 1919. Über die Möglichkeit neuer Versuche an Glühelektroden.

Mühlbrett, K., Arch. f. Elektrot. **8** (5), S. 188, 1919. Oszillographische Untersuchungen an Senderöhren.

Nairz, Elektrot. Ztschr. **40** (39), S. 482, 1919. Eine Telefunken-Ausstellung.

Nesper, E., ebenda (34), S. 416, 1919. Ein drahtloser Wellenmesser im Taschenformat.

— und **P. Floch,** Phys. Ztschr. **20** (16), S. 371, 1919. Universalröhreninstrumentarium.

Nichols, H. W., Phys. Rev. **13** (6), S. 404, 1919. The Audion as a Circuit Element.

Niemann, Telefunken-Ztg. **3** (16), S. 56, 1919. Die Funkentelegraphie als Sicherheitsfaktor im künftigen Luftverkehr.

Pedersen, P. O., Fysisk Tidsskrift **17**, S. 69, 1919. Magnetfeltet i Poulsen-Buen. Om Poulsen-Buens Teori. II.

van der Pol, B., jun., Phil. Mag. **38** (225), S. 365, 1919. On the Propagation of Electromagnetic Waves round the Earth.

Schonland, B. F. J., Wireless World **7**, (76), S 174, 1919. „W/T. R. E." (An Account of the Work and Development of Field Wireless Sets with the Armies in France).

Schottky, W., Verh. d. D. Phys. Ges. **21** (15/16), S. 529, 1919. Ionengleichgewichte und Kontaktpotentiale.

Scott-Taggart, J., Wireless World **7** (73), S. 42, 1919. Practical Notes on the Use of Small-Power Continuous Wave-Sets.

Schrader, J. E., Phys. Rev. **13** (6), S. 434, 1919. Residual Gases and Vapors in Highly Exhausted Glass Bulbs.

Soret, A. et **R. Couespel,** C. R. **169** (9), S. 431, 1919. Sur un microphone à alvéoles multiples.

Telefunken-Ztg. 3 (16), S. 5, 1919. Telefunken in der deutschen Marine.

— ebenda S. 77. Die Funkentelegraphie im Rettungsdienste von Menschenleben auf Schiffen in Seenot.

Telegr. u. Fernspr. Techn. 8 (5), S. 76, 1919. Die Entwicklung der Telegraphie ohne Leitung im englischen Heere.

Tropitz, Telefunken-Ztg. **3** (16), S. 48, 1919. Die Entwicklung der Luftschiffstationen.

Truxa, L., Arch. f. Elektrot. 8 (4), S. 137, 1919. Beitrag zur Berechnung des Wechselstromwiderstandes massiver Eisenleitungen.

Turner, L. B., Electrician 83 (2), S. 34, 1919. The Oscillatory Valve Relay: A Thermionic Trigger Device. (Concluded.)

Wagner, K. W., Arch. f. Elektrot. 8 (2/3), S. 61, 1919. Spulen- und Kondensatorleitungen.

— ebenda (5), S. 145. Zur Elektrodynamik von Strahlerkreisen.

Watson, G. N., Proc. Roy. Soc. **95** (673), S. 546, 1919. (Nature **102**, S. 517, 1919.) The transmission of electric waves round the earth.

Digitized by Google

Wireless World 7 (73), S. 1, 1919. Great Wireless Stations: Poldhu.
— ebenda S. 8. The Poulsen Wireless System. (Its Origin and Development.)
— ebenda (76), S. 196. Transatlantic Wireless Telephony.
— ebenda S. 199. Field Wireless Telephony and Direction-Finding.
Zickendraht, H., Arch. sc. phys. et nat. 1 (5), S. 235, 1919. Recherches à l'ondemètre.
— ebenda S. 236. Sur la théorie des circuits-détecteurs de l'ondemètre.
Ztschr. f. Instrkde. 39 (7), S. 227, 1919. (Ref. über W. Estorff, Forschungsarb. auf d. Geb. des Ingenieurwesens, Heft 199, 1917.) Beiträge zur Kenntnis der Kugelfunkenstrecke.

Kurze Mitteilungen.[1]

Dr. h. c. Hans Bredow, Deutschlands Stellung im Weltnachrichtenverkehr.

Im August—Septemberheft 1919 der von der Deutschen Weltwirtschaftlichen Gesellschaft und dem Deutschen Ausland-Institut Stuttgart herausgegebenen Zeitschrift „Weltwirtschaft" veröffentlicht Verf. einen von ihm in der erstgenannten Gesellschaft gehaltenen Vortrag, in dem er etwa folgendes ausführt:

Vor dem Kriege war in Deutschland trotz der beispiellosen Entwicklung des Landes zur Weltmacht relativ wenig Interesse und Verständnis für die Grundlagen vorhanden, auf denen in erster Linie die Weltwirtschaft beruht. Die bitteren Lehren des Krieges haben zwar in weitesten Volkskreisen das Verständnis für die ungeheure Wichtigkeit des Weltverkehrs, soweit er sich mit der Beförderung von Personen und Gütern befaßt, geweckt, nicht aber die Erkenntnis, daß ein geregelter Weltverkehr nur möglich ist mit Hilfe eines weltumspannenden, schnellarbeitenden telegraphischen Nachrichtenverkehrs.

Die Kriegsmaßnahmen der Gegner, insbesondere die Zerschneidung unserer Kabel, wirkten lähmend auf den deutschen telegraphischen Auslandsnachrichtenverkehr. England besaß 1913 über 54 % aller Kabel und beherrschte den Weltnachrichtenverkehr. Auch Englands Verbündete verspürten die Wirkung des englischen Kabelstranges in unangenehmer Weise; sie werden versuchen, sich davon frei zu machen; Deutschland dagegen wird gemäß den Friedensbedingungen des größten Teiles seiner Kabel beraubt, in Zukunft müssen also die deutschen Auslandstelegramme erst nach England gehen. Es ist fraglich, ob in absehbarer Zeit die Wiederherstellung eines eigenen Kabelnetzes möglich sein wird.

Ein gewisser Ersatz für den Verlust unserer Kabel kann uns durch die Funkentelegraphie geschaffen werden. Sie ist zwar technisch dem Kabel in bezug auf Sicherheit und Geheimhaltung noch nicht gleichwertig, hat aber den Vorzug, daß sie fremder Einwirkung weniger ausgesetzt ist. Bereits 1900 wurde von der Reichstelegraphenverwaltung eine Funkenstation in Borkum dem öffentlichen Verkehr übergeben. Ferner wurde eine Reihe von Küstenstationen in Deutschland und in seinen Kolonien

1) Beiträge aus dem Leserkreis über aktuelle allgemein interessierende Ereignisse oder praktische Erfolge erbeten.

Digitized by Google

errichtet, welche auf See befindliche, mit Bordstationen versehene Schiffe bis auf weite Entfernung mit Zeitsignalen, Wetternachrichten und Sturmwarnungen sowie den neuesten Pressenachrichten versorgen konnten.

Auch für den Überseeverkehr wurde die Funkentelegraphie bereits herangezogen; dank den Versuchen der Telefunken-Gesellschaft war bei Kriegsausbruch ein funkentelegraphischer Verkehr mit Amerika auf zwei Linien (Nauen—Sayville und Eilvese - Tuckerton) sowie mit den deutschen Kolonien in Afrika möglich. Auch die Kolonien in der Südsee waren durch ein Stationsnetz untereinander und mit dem Welttelegraphennetz verbunden worden. Alle diese Verbindungen haben bei Kriegsausbruch unschätzbare Dienste geleistet

Die gesetzliche Stellung der Funkentelegraphie wurde auf mehreren internationalen Konferenzen vertraglich geregelt.

Leider ist auf Grund des Friedensvertrages auch die Tätigkeit deutscher Funkenstationen für die erste Zeit nach Inkrafttreten des Friedens erheblich eingeschränkt.

Aus dem Gesagten ergeben sich folgende Zukunftsaufgaben:

1. Baldige Wiederaufnahme der Beziehungen zu ausländischen Telegraphenverwaltungen und -gesellschaften.

2. Ersatz des Deutschland widerrechtlich genommenen Kabelnetzes.

3. Ausbau der Funkverbindungen mit den europäischen Ländern zur Ergänzung der bestehenden Draht- und Kabelverbindungen, vor allem aber Ausdehnung der Verbindungen nach überseeischen Ländern.

4. Ausbau eines funkentelegraphischen Pressenetzes zur Beförderung deutscher Pressemeldungen in das Ausland und zur Aufnahme ausländischer Pressemeldungen in Deutschland.

5. Organisation des Funkwesens für den internationalen Luftverkehr

Zur großzügigen Durchführung dieser Pläne ist es zweckmäßig, das gesamte Nachrichtenwesen einheitlich in ein Zentralnachrichtenamt zusammenzuschließen.

Die deutschen Stationen in Togo und Südwest-Afrika. Die Londoner „African World“ vom 18. 1. 1919 schlägt vor, die deutschen Stationen in Togo und Windhuk nach erfolgter Reparatur für die Verbindung Südafrikas mit dem englischen Mutterlande heranzuziehen, um der augenblicklichen Kabelkalamität entgegenzutreten.

Australien. Wie der „British Australian“ berichtet, beabsichtigt die Marconi-Gesellschaft die Errichtung einer kommerziellen Funkspruchverbindung England—Australien mit einer Wortgebühr von 2 Schilling gegen 3 Schilling Kabelgebühr.

Neues vom Eiffelturm. Seit Unterzeichnung des Friedensvertrages kann der Eiffelturm wieder vom Publikum betreten werden. Auch an Stelle des bisher für den Krieg zugeschnittenen Sendeprogramms der Eiffelturmstation ist ein anderes getreten, welches friedlicheren Zwecken dient. Nachstehend die neuen Sendezeiten:

9^{45} bis 9^{55} vorm.: Wetterbericht von 7 Uhr morgens.
9^{56} bis 10^{00} vorm.: Internationales Zeitsignal.
10^{44} bis 10^{49} vorm.: Französisches Zeitsignal.
3^{00} bis 3^{30} nachm.: Pressedienst.
4^{00} bis 4^{10} nachm.: Wetterbericht von 1 Uhr mittags.
11^{29} bis 11^{33} nachm.: Astronomisches Zeitsignal (Sekundenschläger), anschließend Wetterbericht von 6 Uhr abends.
11^{44} bis 11^{51} nachm.: Französisches Zeitsignal.

Die Sendewelle ist 2600, benutzt wird die tönende Sendeanlage. In den Zwischenzeiten verkehrt Eiffelturm mit Auslandsstationen.

Digitized by Google

Telefunken-Ausstellung. Eine permanente Ausstellung über die Stationen und Geräte der drahtlosen Telegraphie und Telephonie und die Entwicklung dieses Industriezweiges in den letzten Jahren, die Interessenten auf schriftlichen Antrag zugänglich ist, wird von der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. ständig in ihrem Geschäftshause, Hallesches Ufer 12, unterhalten.

Station Lyngby. In Lyngby (Dänemark) wurde am 29. Aug. 1919 eine Funkstation eröffnet, welche für die Übermittlung von Privat- und Pressetelegrammen nach England bestimmt ist. Gegenstation in Stonehaven, welche 6 Stunden täglich mit Lyngby und 6 Stunden in der gleichen Weise mit Holland verkehrt.

England—Spanien. Ähnlich dem während des Krieges organisierten Austausch von Privattelegrammen zwischen Deutschland und Carabanchel (Madrid) ist jetzt nach Kriegsende zwischen England und Spanien ein regelmäßiger Privatfunkverkehr eingerichtet. In England wird der Dienst von Carnavon oder Poldhu wahrgenommen; die spanische Gegenstation ist Aranjuez.

Richt-Empfangsstationen in Canada. An der canadischen Küste sind in Cape Sable, Shebucto Head, Cape Canso und Cape Race Richt-Empfangsstationen nach dem System Bellini-Tosi eingerichtet, welche der Handelsschiffahrt zur Verfügung stehen.

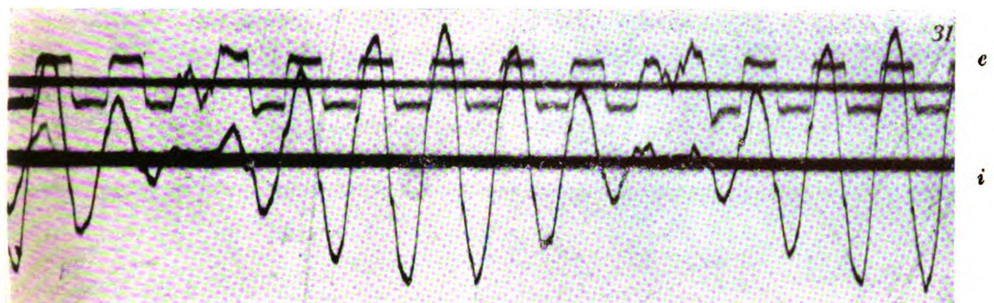
Gesetzesvorschriften für Flugzeuge in den Vereinigten Staaten. Laut „Electrical Review", Chicago, vom 7. 3. beabsichtigt die amerikanische Regierung gesetzlich vorzuschreiben, daß alle Flugmaschinen und Luftschiffe, welche kommerziellen Zwecken dienen, mit Einrichtungen für Funktelegraphie und -Telephonie auszurüsten sind. Die großen Typen der Luftschiffe und Flugmaschinen müssen sowohl über Telephonie-, als auch Telegraphieeinrichtungen verfügen, während für kleinere Flugzeugtypen Telegraphieranlagen ausreichend sind.

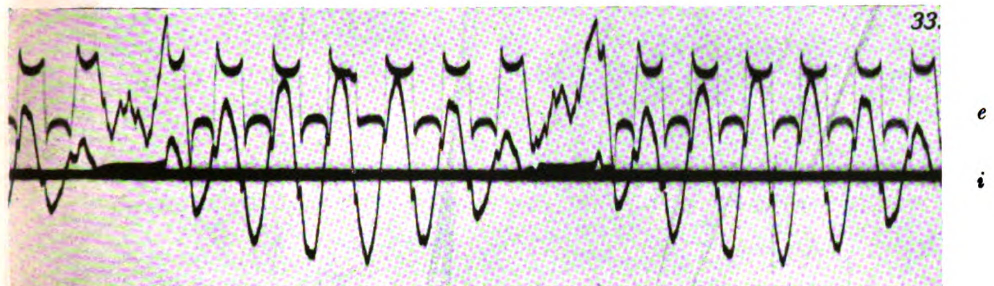
Persönliches. (Mitteilungen aus dem Leserkreis des In- und Auslandes erbeten.)

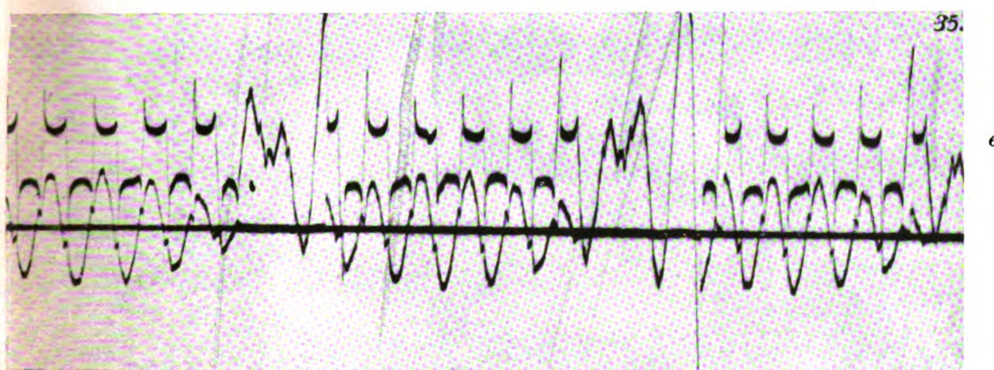
Die Technische Hochschule in Stockholm verlieh die Goldene Cedergren-Medaille für die besten wissenschaftlichen Arbeiten auf dem elektrotechnischen Gebiet Herrn Prof. K. W. Wagner, Leiter des Telegraphen-Vers.-Amts zu Berlin.

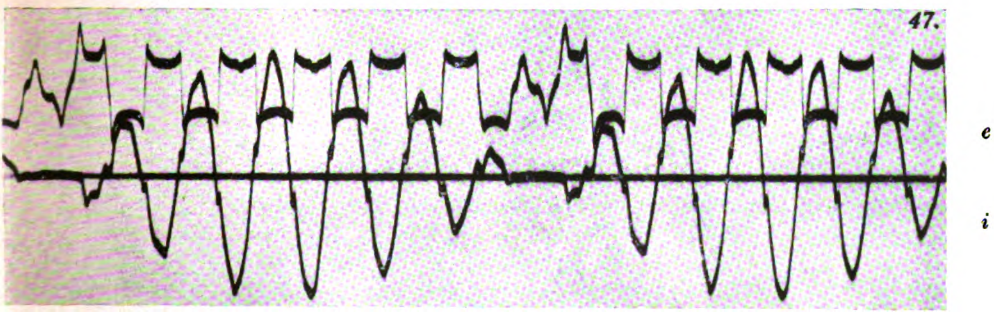
Prof. Dr. Max Wien, Jena, wurde von der Technischen Hochschule zum Dr. Ing. h. c. ernannt.

Digitized by Google







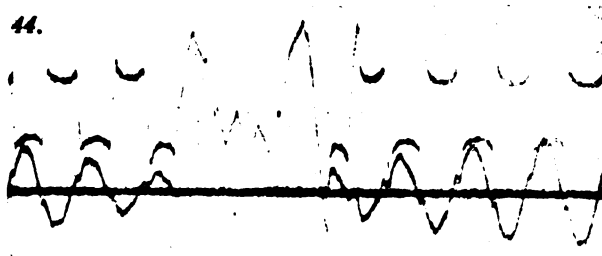


V. Pieck.

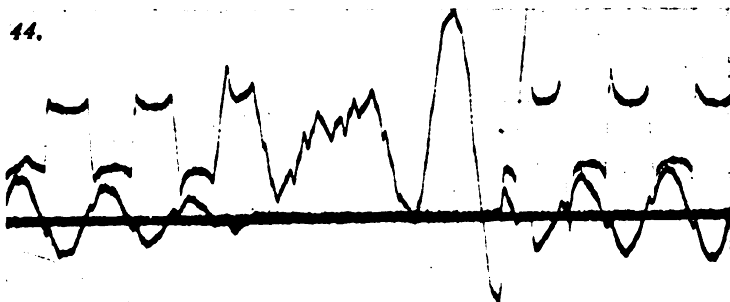
Verlag von M. Krayn in Berlin W.

Digitized by Google

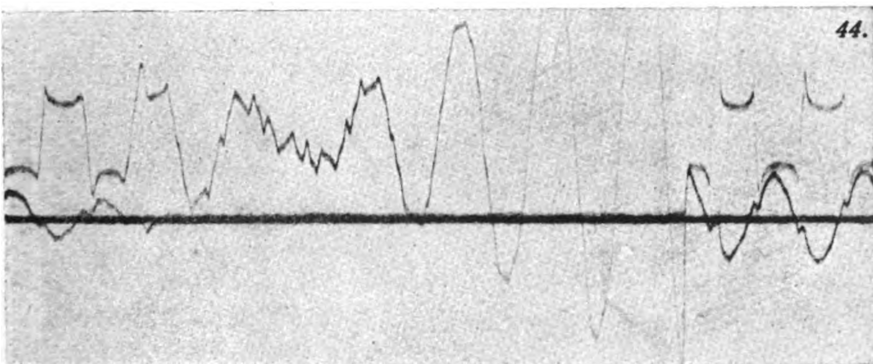
Digitized by Google



Hier fehlen 3 Schwebungs-
perioden



Hier fehlt 1 Schwebungs-
periode

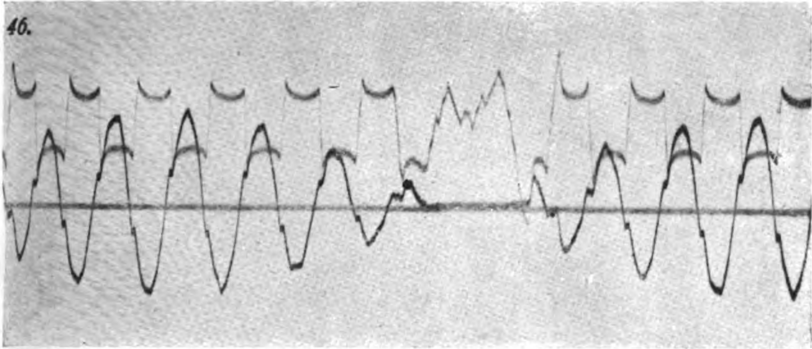


V. Pieck.

Verlag von M. Krayn in Berlin W.

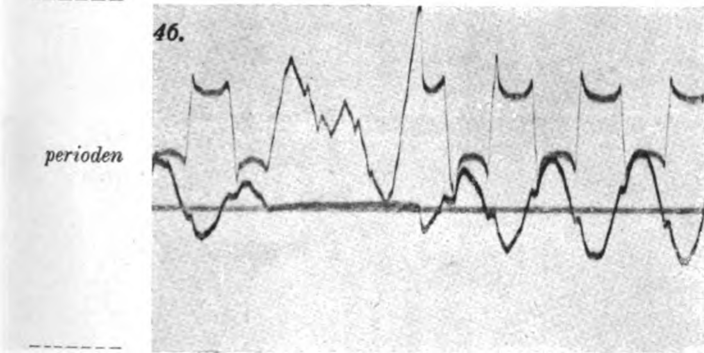
Digitized by Google

Digitized by Google



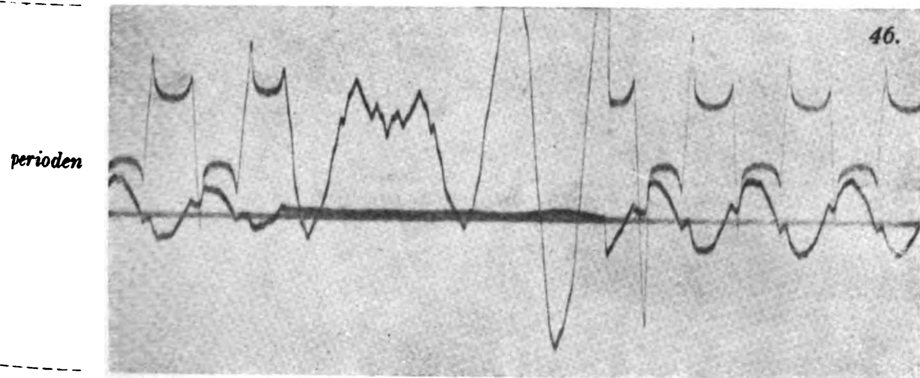
Hier fehlen 2 Schwebungs-

perioden



Hier fehlen 3 Schwebungs-

perioden



V. Pieck.

Verlag von M. Krayn in Berlin W.

Digitized by Google

// Jahrbuch
Zeitschrift für
drahtlose Telegraphie und Telephonie

Band 15. Februar 1920. Heft 2.

Inhalt.

Manuskripte für das Jahrbuch sind an die Redaktion: *Prof. Dr. H. Faßbender, Berlin-Charlottenburg, Königsweg 24,* zu senden. Zur Erleichterung der Berichterstattung wird um Zusendung einschlägiger Bücher und Sonderabdrücke sowie Mitteilung wichtiger Arbeiten für das Literaturverzeichnis gebeten.

Abonnements und Inserate sind an die Verlagsbuchhandlung von *M. Krayn, Berlin W. 10, Genthinerstraße 39* zu richten.

Digitized by Google

Nachruf!

Auf hoher See verstarb am 19. Juni v. J. an der tückischen Influenza auf der Rückkehr aus Kriegsgefangenschaft

Dr. Erich Hupka.

Von der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt wurde er kurz vor Kriegsausbruch nach Tsingtau berufen. Über sein weiteres Schicksal teilt mir Herr Erich Brauns, Ingenieur bei der Gesellschaft für Drahtlose Telegraphie, der mit ihm aus der Gefangenschaft zurückkehrte, folgendes mit: Auf der Reise nach seinem neuen Wirkungskreis wurde Erich Hupka mit seiner Gattin in Suez vom Krieg überrascht. Von einem holländischen Dampfer in Ceylon heruntergeholt, wurde er in Dystalawa interniert. Später nach Australien verbracht, verblieb er dort bis zur Abreise am 28. Mai. Voller Zukunftspläne trat er die langersehnte Heimreise an. Influenza, welche an Bord ausbrach, raffte ihn in der Blüte der Jahre dahin.

Ich habe selbst während meiner Tätigkeit an der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt mit ihm gemeinsam eine Reihe von Untersuchungen angestellt, von denen einige in diesem Jahrbuch im Original oder Referat erschienen sind. Hupka zeichnete sich durch einen seltenen Fleiß aus. Wenn man sich mit ihm über ein wissenschaftliches Problem oder eine Frage des täglichen Lebens unterhielt, hatte man den Eindruck, daß er mehr als ein Durchschnittsmensch war. Von ihm, den ein innerer Drang stets intensiver Arbeit zuführte, konnte man erwarten, daß er die Höhe seiner Schaffenskraft noch nicht erreicht hatte.

Die wichtigste seiner Veröffentlichungen ist wohl seine Dissertation, in der er für Kathodenstrahlen sehr hoher Geschwindigkeit die Veränderlichkeit der Masse nachwies. Es gelang damit Hupka, eine experimentelle Bestätigung der Relativitätstheorie zu bringen.

Im Dezember 1919.

H. Faßbender.

Digitized by Google

Zur Geschichte der Richtwirkungs- und Peilversuche auf den Flugplätzen Döberitz und Lärz.[1])

Von **Richard Baldus, Eberhard Buchwald** und **Rudolf Hase.**

Der Flieger-Funker-Versuchsabteilung Döberitz (F.-T.-V.-A.) war während des Krieges die Aufgabe übertragen, im Vereine mit den F.-T.-Firmen sämtliche Fragen der Flieger-Funkentelegraphie bis zur serienweisen Lieferung der Apparate zu bearbeiten. Dabei wurden neben rein technischen Problemen auch Arbeitsgebiete betreten, die einen mehr wissenschaftlichen Charakter trugen. In erster Linie sind hier die Richtwirkungs- und Peilversuche zu nennen. Die einen befaßten sich ursprünglich mit der Richtwirkung der frei herabhängenden Flugzeugantenne und erweiterten sich nach und nach zur Untersuchung des gesamten elektrischen Feldes um das Flugzeug, die anderen sollten die Gesetzmäßigkeiten bei der drahtlosen Anpeilung von sendenden Flugzeugen aufdecken.

Diese beiden Reihen von Versuchen fanden mit größeren Unterbrechungen vom Frühjahr 1917 bis zum November 1918 statt, und zwar anfänglich in Döberitz. Da sich aber dort die Störungen durch fremden F.-T.-Betrieb. anderweitige Versuche und sonstige Hemmnisse häuften, wurde Ende April 1918 zur Fortführung der genannten Arbeiten ein eigenes Zweigkommando auf dem Flugplatze Lärz in Mecklenburg aufgestellt. Hier wie in Döberitz waren die drei Verfasser als Offiziere der F.-T.-V.-A. mit den Versuchen betraut.

Das wissenschaftliche Arbeiten im militärischen Rahmen birgt bekanntlich typische Nachteile und Vorteile in sich. Naturgemäß werden von den vorgesetzten Stellen rasch realisierbare praktische Ergebnisse verlangt. Infolgedessen kann wissenschaftlich Interessantes nicht als Selbstzweck, sondern nur insoweit verfolgt werden. als es in praktische Resultate ausmündet. Dazu kommt als starke persönliche Hemmung der mit dem militärischen Dienstbetriebe verbundene Formalismus.

Dem stehen gewichtige Vorteile gegenüber, und die Verfasser müssen anerkennen, daß sie ihnen in ausgiebiger Weise zugänglich gemacht worden sind. Sobald die vorgesetzten militärischen Stellen nach den ersten Ergebnissen Zutrauen zu den Versuchen gewonnen hatten, stellten sie, selbst mit dem Maße der Fliegertruppe gemessen,

1) Vgl. den Brief auf S. 153.

Digitized by Google

reichliche Mittel jeder Art zur Verfügung. Pekuniäre Anforderungen wurden stets genehmigt, das reiche technische Material der Flieger wurde zur Benützung freigegeben, geschulte Hilfskräfte jeder Art wurden kommandiert. Im Frieden wären Versuche auf solcher Grundlage kaum möglich. Man denke an die F.-T.-Stationen für Boden und Flugzeug, F.-T.-geschultes Personal, das erforderliche elektrische Laboratorium, mechanische Werkstätte, Handwerker, Trigonometer, Zeichner, Photographen, Gelände für Antennenaufbauten und vor allem Flugzeuge, Flugplatz, Flugzeugführer, Monteure, Werft!

Ihren eigentümlichen Charakter erhielten die Versuche durch die Mitwirkung der Flugzeuge. Ein restlos gelungener F.-T.-Versuch mit Flugzeug ist ein Glücksfall. Die Tage mit dafür geeignetem Flugwetter — geringe Windstärke und klare Sicht — sind zu zählen. Hinzu kommen die technischen Schwierigkeiten am Flugzeuge, vor allem die Tücken des Motors, die nervöse Anspannung der Flugzeugbesatzung, die mangelhafte Verständigung zwischen Führer und Beobachter während des Fluges und die praktische Unmöglichkeit der gegenseitigen Verständigung zwischen Flugzeug und Bodenstation; denn ein F.-T.-Wechselverkehr würde fortwährend den Versuch zerreißen.

Alles dies zwingt dazu, den eigentlichen Versuch möglichst schnell abzuwickeln, von einer Häufung der Versuche abzusehen und aus jedem Versuche möglichst viel herauszuholen. Um das letzte zu erreichen, wurden vielfach die Versuche so angelegt, daß derselbe Flug für die Richtwirkungs- und Peilversuche verwertet werden konnte, wenn auch mit beiderseitigen Zugeständnissen. Der Plan des Versuches wurde jedesmal bis in die kleinsten Einzelheiten, auch unter Berücksichtigung der möglichen Zwischenfälle, von den Beteiligten durchgesprochen. Dazu gehörte auch die Verabredung mit dem Flugzeugführer, an dessen flugtechnische Fähigkeit, Intelligenz und Bereitwilligkeit die Flüge hohe Anforderungen stellten. Hier sei vor allem mit Dank der Mithilfe des Leutnants d. R. Dr. Gericke und des Vizefeldwebels Theis gedacht.

Für experimentelle Winke zu Beginn der Peilversuche haben die Verfasser Herrn Professor R. Pohl zu danken, Herrn Geheimrat Sommerfeld für Anregungen anläßlich einer Durchsprache der ganzen Versuche in Lärz im August 1918.

Die Ergebnisse der gemeinsamen Tätigkeit der drei Verfasser sind in folgenden Arbeiten niedergelegt:

1. Energetische Messungen im Hertzschen Felde der Flugzeugantenne.

UNIV. OF CALIFORNIA

2. Über Richtempfangsversuche im Flugzeug.
3. Über die Wirkung von Schellers drahtlosem Kursweiser auf das Flugzeug.
4. Versuche über drahtlose Anpeilung von Flugzeugen.

Diese Arbeiten sind keineswegs nach allen Seiten hin abgeschlossen, sie geben ein Bild von dem Stande der Untersuchungen zu der Zeit, als der Ausbruch der Revolution mit einem Schlag alle Versuche unterbrach. Vor die Wahl gestellt, entweder nur wirklich Fertiges zu veröffentlichen oder möglichst viel Brauchbares der Allgemeinheit auf diesem einzig möglichen Wege zugänglich zu machen, entschieden sich die Verfasser für das zweite.

Erlangen (jetzt Karlsruhe), Breslau, Hannover, im Dezember 1918.

Über Richtempfangsversuche im Flugzeug.

Von **Eberhard Buchwald** und **Rudolf Hase.**

Die im folgenden mitgeteilten Versuchsergebnisse bilden eine Ergänzung der Arbeit des Herrn Baldus und des einen von uns „Energetische Messungen im Hertzschen Felde der Flugzeugantenne“ [1]). Handelte es sich dort um die Aufgabe, mit einer Empfangsstation auf der Erde das Feld eines beweglichen schwingenden Dipols, des sendenden Flugzeugs, zu untersuchen, so kommt hier das umgekehrte Problem in Frage: die Erdstation sendet, und das Flugzeug, auf Empfang gestellt, sondiert deren Feld als beweglicher Resonator. Daß ein militärisches Interesse vorlag, einmal über die Empfangsstärken in der Flugzeugantenne bei verschiedenen Entfernungen und Stellungen des Flugzeugs numerische Angaben zu erhalten, andererseits die Lage einer unbekannten sendenden Bodenstation durch Intensitätsmessungen im Flugzeuge zu bestimmen, sei hier nur nebenbei bemerkt.

Leider sind auch die folgenden Versuche lückenhaft, und ihre Veröffentlichung rechtfertigt sich nur durch die Unmöglichkeit, sie in absehbarer Zeit fortzusetzen. Sie fallen in den Spätsommer 1918 und mußten abgebrochen werden, weil die erforderlichen heiklen Laboratoriumsapparate trotz vieler Vorsichtsmaßregeln den gewaltigen

1) R. Baldus und R. Hase, „Energetische Messungen im Hertzschen Felde der Flugzeugantenne“. Die Arbeit erscheint demnächst in diesem Jahrbuch und wird im folgenden als E.M. zitiert.

Digitized by Google

Erschütterungen im Flugzeug auf die Dauer nicht gewachsen waren. Eine Wiederaufnahme verbot sich durch die Novemberereignisse.

Von dem erstgenannten Verfasser wurden die Flüge ausgeführt, von dem zu zweit genannten wurde die Meßapparatur angegeben und geeicht und die Bodenstation bedient.

§ 1.

Gesandt wurde durch eine fahrbare militärische Station, die sogen. Gef.-(Gefechts-)Station, mit geknickter T-Antenne an 14,4 m hohem Maste. Der Antennenstrom betrug bei 6 Funkenstrecken etwa 3,5 Amp.

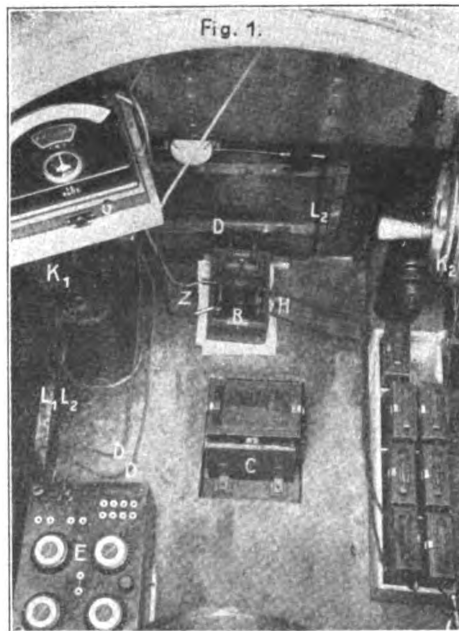


Fig. 1.

Gearbeitet wurde mit Welle 250. Die Station gab 10 Sekunden lange Dauerstriche mit so kurzen Pausen, daß im Flugzeug innerhalb der gewünschten Zeit fast durchweg eine Ablesung gemacht werden konnte.

Das Flugzeug war eine Rumpler-C-I-Maschine (C = zweisitziges Flugzeug, I = erste Konstruktionstype) mit 150 PS.-Motor. Die Apparatur im Flugzeuge zeigt Fig. 1 [1]). Der eigentliche Empfänger *E*, mili-

1) In Fig. 1 ist in der Mitte anstatt des Buchstaben *R* der Buchstabe *B* zu lesen.

Digitized by Google

tärisch als Einheitsempfänger bezeichnet, ist links unter dem Beobachtersitz angebracht und durch die Leitungen L_1 und L_2 mit Antenne und Gegengewicht verbunden. Als Antenne diente eine 35 m frei herabhängende, unten durch ein Bleiei beschwerte Kupferlitze. K_1 ist die Kurbel, mit deren Hilfe sie durch einen isolierten Schacht herabgelassen wird. (Rechts ist eine zweite Kurbel K_2 zu sehen, die eine gelegentlich zu Vergleichsmessungen benutzte, über das Fahrgestell des

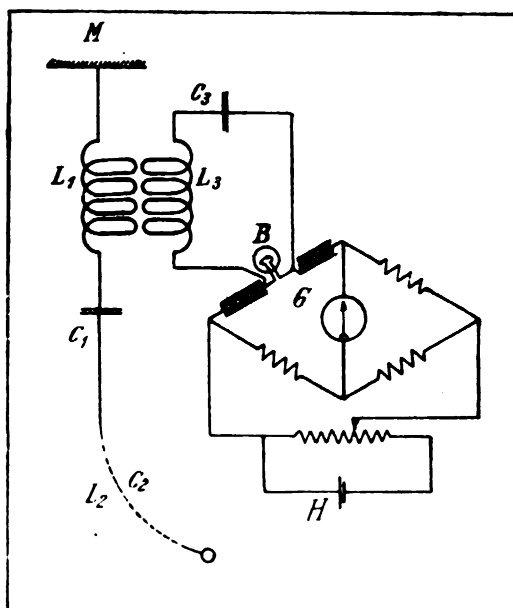


Fig. 2.

Flugzeugs hinausgeführte zweite Antenne abwickelt.) Als Gegengewicht waren sämtliche Metallteile des Flugzeugs angeschlossen.

Vom aperiodischen Kreis führen die Drähte D zu dem von einem von uns[1]) gebauten Barretter B. Er liegt an Stelle des Detektors unmittelbar im aperiodischen Kreise. Bei H ist die Hilfsspannung von 2 Volt angelegt, die Zuführungen Z führen zu dem links vorn an Spiralen aufgehängten Zeiger-Galvanometer G, einem Siemens &

1) Hase, Ein Vakuumbolometer für technische Wechselstrommessungen. Veröffentlichung erfolgt demnächst in dieser Zeitschrift.

Digitized by Google

Halskeschen Instrument von $2{,}7 \cdot 10^{-7}$ Empfindlichkeit bei 750 Ω innerem Widerstande.

Die Schaltungsanordnung ist aus dem Schema Fig. 2 zu ersehen. M sind die das Gegengewicht darstellenden Metallteile, L_1 und C_1 Selbstinduktion und Kapazität des Antennenkreises, L_2 und C_2 die der Antenne, L_3 und C_3 die des aperiodischen Kreises. Für $\lambda = 250$ m ist:

$$\begin{aligned} L_1 &= 6{,}9 \cdot 10^4 \text{ cm} \\ C_1 &= 850 \text{ cm} \\ L_2 &= 2{,}9 \cdot 10^4 \text{ cm} \\ C_2 &= 200 \text{ cm} \\ L_3 &= 2{,}0 \cdot 10^5 \text{ cm} \\ C_3 &= 1000 \text{ cm} \end{aligned}$$

B ist der in den aperiodischen Kreis geschaltete Barretter, G das Galvanometer, H die Hilfsspannung.

Um aus den am Galvanometer abgelesenen Ausschlägen auf die Effektivstromstärke in der Antenne schließen zu können, wurde die gesamte Anordnung mit Hilfe eines Vakuumthermoelementes geeicht. An Stelle der Antenne trat ein geschlossener Kreis mit entsprechender Kapazität und Selbstinduktion und dem Thermoelemente, das einen der Antenne äquivalenten Widerstand von 15 Ω besaß. Als Fremderregung wurde ein Überlagerer verwandt. Die Antennenstromwerte als Funktion des Galvanometerausschlages sind in Fig. 2a dargestellt.

Im Boden des Flugzeugs ist senkrecht nach unten die Goerzsche Kamera C[1]) eingebaut (Fig. 1), mit der zur Festlegung der Flugzeuglage im Augenblicke der Ablesung eine Aufnahme gemacht wird. Neben ihr ist eine größere Reihe weiterer Kassetten sichtbar.

Jede Ablesung vollzog sich so, daß der Flugzeugführer in die gewollte Richtung eingewinkt und über dem gewünschten Geländepunkte das Galvanometer abgelesen wurde, wobei die linke Hand die Erschütterungen dämpfte, die es trotz seiner Aufhängung ausführte, während die rechte den Verschluß der Kamera betätigte. Es folgte Aufnotieren der abgelesenen Skalenteile, der Zeit, der Kassetten- und Plattennummer und der ungefähren Lage des Flugzeugs, dann Plattenwechsel und erneutes Einwinken des Führers.

Die Ablesegenauigkeit kann auf 2 bis 3 Skalenteile veranschlagt werden. Wenn trotzdem bei den mitgeteilten Kurven eine starke Streuung der Beobachtungspunkte bemerkbar ist, so liegt das daran,

1) Vgl. darüber E. M. § 4.
2) Vgl. R. Baldus und E. Buchwald, diese Zeitschr., nächstes Heft.

Digitized by Google

daß für die kurvenmäßige Darstellung im allgemeinen an den Ablesungen sehr erhebliche Umrechnungen (auf gleiche Entfernung usw.) anzubringen sind, für die sichere experimentelle Grundlagen meist noch nicht vorliegen.

§ 2.

Wie in der Baldus-Haseschen Arbeit sei mit der Festlegung eines „Entfernungsgesetzes“, d. h. der Abnahme der Empfangsintensität mit der Entfernung, begonnen. Das Flugzeug

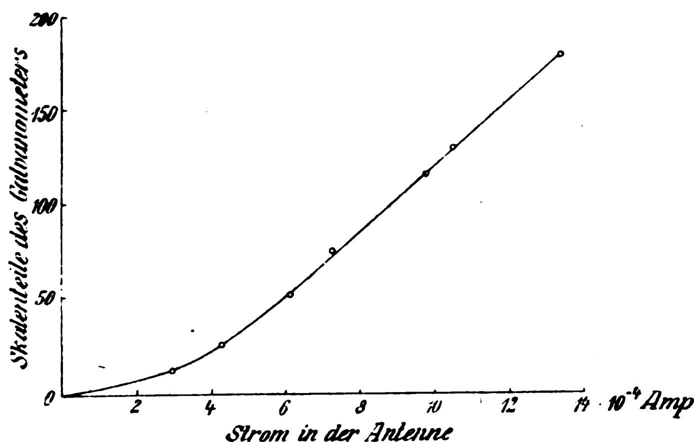


Fig. 2a.

beschrieb mäanderförmige Bahnen[1], zumeist in 500 m Höhe. Gemessen wurde in den Augenblicken, wo die Flugzeugachse senkrecht auf dem Sehstrahl Sendestation-Flugzeug stand. Bezeichnet φ den Winkel zwischen den Horizontalprojektionen dieses Sehstrahls und der Flugzeugachse — für das wegfliegende Flugzeug ist $\varphi = 0^0$, für das der Station seine rechte Seite zukehrende $\varphi = 90^0$ usw. — so sind diese Lagen durch die Werte $\varphi = 90^0$ und $\varphi = 270^0$ gekennzeichnet.

Leider gelingt die genaue Innehaltung der φ-Werte dem Flugzeugführer in den seltensten Fällen; der geringste Wind macht sie nahezu unmöglich. Beispielsweise sind in Tabelle 1 elf Ablesungen wiedergegeben, die das Entfernungsgesetz für $\varphi = 90^0$ liefern sollten.

1) E. M. Nr. 16, Fig. 5. Vgl. auch R. Baldus und E. Buchwald, a. a. O. Fig. 7.

Digitized by Google

Die ersten zwei stammen von einem von der Station weg, die anderen neun von einem unmittelbar darauf auf die Station zu ausgeführten Mäanderflug. In der ersten Kolonne sind die räumlichen Entfernungen von der Station eingetragen, in der zweiten die aus der photographischen Aufnahme entnommenen φ-Werte, die z. T. stark von 90^0 abwichen. Die dritte Kolonne gibt die am Galvanometer abgelesenen Skalenteile, die vierte — um überhaupt vergleichbare Werte zu schaffen — die auf Grund von Rechnungen des Herrn Burstyn[1]) mit dem Umrechnungsfaktor

Tabelle 1.

Entfernung in km	φ	Ausschlag in Skalent. abgel.	Ausschlag reduz. n. Burstyn
2,16	64^0	24	45
4,89	61^0	3	4
4,50	83^0	5	5
3,52	80^0	24	27
3,78	85^0	20	21
2,97	96^0	30	27
2,44	80^0	50	61
2,11	93^0	64	60
1,72	71^0	71	130
1.17	100^0	181	123
1,15	88^0	120	131

$$\left[\frac{1}{1-\cot\alpha\,\mathrm{tg}\,\beta\cos\varphi}\right]^2$$

(α = Abgangswinkel der Flugzeugantenne gegen die Horizontale[2]); β = Erhöhungswinkel, unter dem das Flugzeug von der Erdstation erscheint) auf $\varphi = 90^0$ umgerechneten Werte an. Diese Umrechnungsmethode ist, da zwischen dem Beobachtungsmaterial und den Burstynschen Berechnungen im allgemeinen nur qualitative Übereinstimmung besteht[3]), ein Notbehelf und bei einigen Punkten offensichtlich unzutreffend; sie ist aber mangels experimenteller Daten die einzige zur Zeit durchführbare.

Fig. 3 gibt das Ergebnis der Tabelle graphisch wieder. Gleichzeitig sind die am selben Tage für $\varphi = 270^0$ bestimmten und in

1) Erscheint demnächst.

2) Bestimmt auf photographischem Wege durch R. Baldus. Vgl. R. Baldus, „Die Gestalt eines frei herabhängenden, beschwerten Drahtes beim Fluge". Erscheint demnächst.

3) Vgl. R. Baldus und E. Buchwald, a. a. O. Nr. 19.

Digitized by Google

gleicher Weise umgerechneten Intensitätswerte eingezeichnet, die sich der Kurvenform gut einpassen (vgl. dazu § 4, zweiter und dritter Absatz). Endlich ist die Kurve hinzugefügt, die quadratischer Intensitätsabnahme entspricht. Vergleicht man damit Fig. 6 in E. M. Nr. 16,

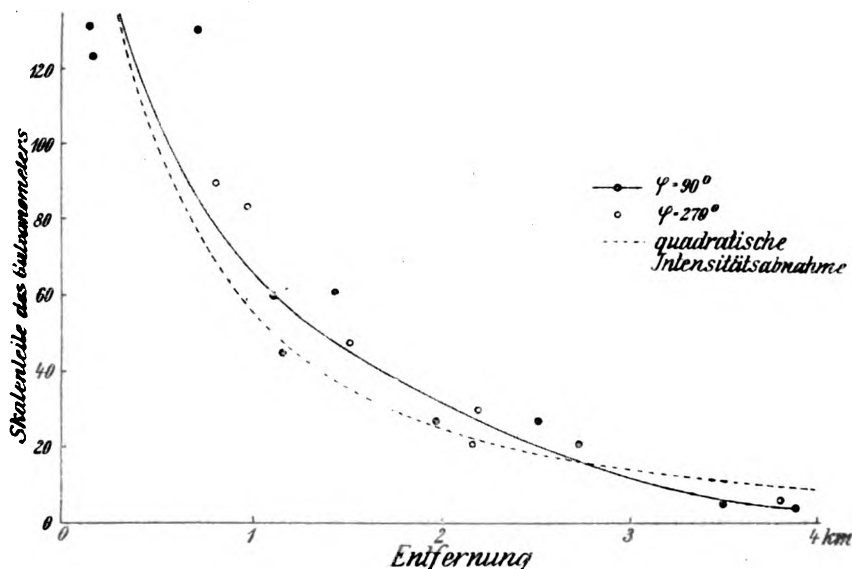


Fig. 3.

die die gleichen Verhältnisse für sendendes Flugzeug und empfangende Bodenstation wiedergibt, so fällt die Reziprozität ins Auge.

§ 3.

Auch beim Anflug, Überfliegen der Station und Abflug — Entfernungsgesetz für $\varphi = 0^0$ und $\varphi = 180^0$ — ist es beinahe unmöglich, dem Flugzeuge genau die für die Messung erwünschte Lage zu geben. Fig. 4 z. B. stellt die aufeinanderfolgenden Lagen des Flugzeugs bei einem guten Anfluge dar (26. 8. 1918, Flughöhe 1000 m). *S* bedeutet die Sendestation; die Projektionen des Flugzeugortes sind durch kleine Kreise bezeichnet. während die Pfeilspitze die Flugrichtung angibt. Hier ist es zwar gelungen die Bodenstation auf knapp 40 m zu treffen, wegen des Windes schiebt aber das Flugzeug ein wenig, so daß gleichzeitig die Forderung gleicher $\varphi = 180^0$ (bzw. beim letzten Punkte $\varphi = 0^0$) nicht erfüllt ist. Vielmehr ist

Digitized by Google

in Punkt	A	$\varphi = 180^0$
„ „	B	$\varphi = 169^0$
„ „	C	$\varphi = 168^0$
„ „	D	$\varphi = 171^0$
„ „	E	$\varphi = 171^0$
„ „	F	$\varphi = 160^0$
„ „	G	$\varphi = 347^0$

Die Ablesungen in diesen sieben Punkten und in zwei Punkten H und I eines vorhergehenden Anflugs, für die $\varphi_H = 171^0$ und $\varphi_I = 182^0$ war, sind in Fig. 5 zusammengestellt (Abszisse horizontale



Fig. 4.

Entfernung), diesmal ohne irgend einen Umrechnungsfaktor. Die Flugzeuglage im Momente des Maximums konnte im Lichtbild nicht festgehalten werden; der maximale Ausschlag von 110 Skalenteilen aber ist abgelesen.

Die nach Burstyn für den gleichen Fall berechnete Kurve verläuft, wenn man ihr den gleichen Maximalwert zugrunde legt, durchweg weit über der beobachteten. Die Ausschläge sind

Maximum	beobachtet	110,	berechnet nach Burstyn 110
1 km Entfernung:	„	101,	„ „ „ 109
2 km „	„	40,	„ „ „ 68
3 km „	„	17,5,	„ „ „ 44
4 km „	„	9,5,	„ „ „ 31
5 km „	„	6,	„ „ „ 24

Dagegen stimmt die Entfernung, in der das Maximum liegt, auffällig gut mit der Berechnung nach Burstyn überein. Bezeichnet man nämlich wieder den Erhöhungswinkel mit β, den Abgangswinkel

Digitized by Google

der Flugzeugantenne mit α und mit h die Flughöhe, so ist für das heranfliegende Flugzeug auf Grund einer einfachen Komponenten-

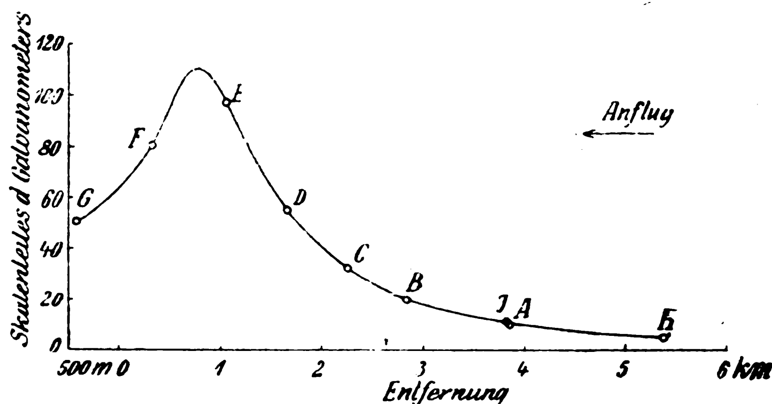


Fig. 5.

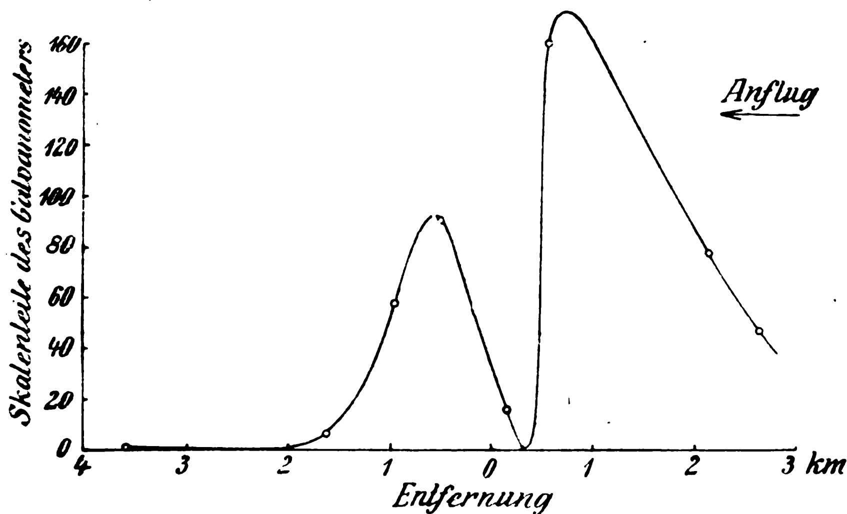


Fig. 6.

zerlegung und bei Annahme des quadratischen Entfernungsgesetzes der Strom in der Antenne proportional dem Ausdruck

$$\frac{1}{2h} \sin(\alpha + \beta) \sin 2\beta$$

Der Winkel β_{max} des maximalen Antennenstroms ergibt sich somit aus der Gleichung

Digitized by Google

$$\sin(\alpha + 3\beta_{max}) = -\sin(\alpha + \beta_{max})\cos\beta_{max}$$

zu 51°, wenn man für α den von Herrn Baldus[1]) bestimmten Wert 21° setzt. Das Maximum müßte also bei einer horizontalen Entfernung $a = 810$ m liegen, in völligem Einklang mit der Figur.

Eine längere Kurve bei An- und Abflug (9. 10. 1918, Flughöhe 1000 m) ist in Fig. 6 wiedergegeben. Hier ist die Station nur auf 120 m getroffen, und die φ-Werte betrugen bei den acht Beobachtungspunkten

$$\left.\begin{matrix}160^0\\156^0\\163^0\end{matrix}\right\}\text{Anflug}\quad 114^0\quad \left.\begin{matrix}14^0\\8^0\\12^0\\30^0\end{matrix}\right\}\text{Abflug}$$

Eine Umrechnung auf $\varphi = 180^0$ und $\varphi = 0^0$ ist auch hier nicht vorgenommen.

Auch diese Kurve zeigt eine auffallende Ähnlichkeit mit der beim sendenden Flugzeug in E. M. § 7 gefundenen, obwohl zahlenmäßige Vergleiche sich durch das geringe Beobachtungsmaterial und die verschiedenen φ-Werte verbieten. Die von Herrn Burstyn berechnete Kurve zeigt den gleichen Charakter: Anstieg. Maximum, Abfall, Nullwert, erneutes Maximum, zweiter Nullwert, drittes Maximum und langsames Abklingen. Leider sind die Ausschläge beim Abflug (vgl. § 4) so gering, daß das Vorhandensein des zweiten Nullwertes, etwa bei 2 km Entfernung, nicht mit völliger Sicherheit festzustellen war.

Versuche, in der Bodenstation einen Dauerstrich zu senden und die Ablesungen im Flugzeug unter gleichzeitiger Registrierung der genauen zeitlichen Aufeinanderfolge zu häufen (vgl. E. M. Nr. 19), scheiterten daran, daß die erforderliche große Energie von der Gef.-Station nur beschränkte Zeit geliefert werden konnte. Genügende Energie vollends, um die Verhältnisse beim Abflug zu klären, konnte der Gef.-Station nicht einmal für kurze Zeit entnommen werden.

§ 4.

Des weiteren wurden Flüge durchgeführt, bei denen Entfernung und Erhöhungswinkel konstant blieb und nur φ variiert wurde, bei denen also das Flugzeug denselben Geländepunkt in verschiedenen Richtungen, aber in gleichbleibender Höhe, überflog („Sternflüge", vgl. E. M. Nr. 24). Fig. 7 (2. 9. 1918, Entfernung 2,8 km, Flughöhe 1000 m) gibt in Polarkoordinaten ein Bild von der in diesem

1) R. Baldus, a. a. O.

Falle besonders anschaulich hervortretenden starken Richtwirkung der Flugzeugantenne. Der Empfang beim Wegfluge von der Station ($\varphi = 0^0$) beträgt nur 2 bis 3 Skalenteile, liegt also an der Grenze der Meßgenauigkeit; der Empfang beim Anflug ($\varphi = 180^0$) erreicht fast 100 Skalenteile. Die Werte sind auf 2,1 km Entfernung quadratisch umgerechnet; die genauere Umrechnung nach Burstyn gibt

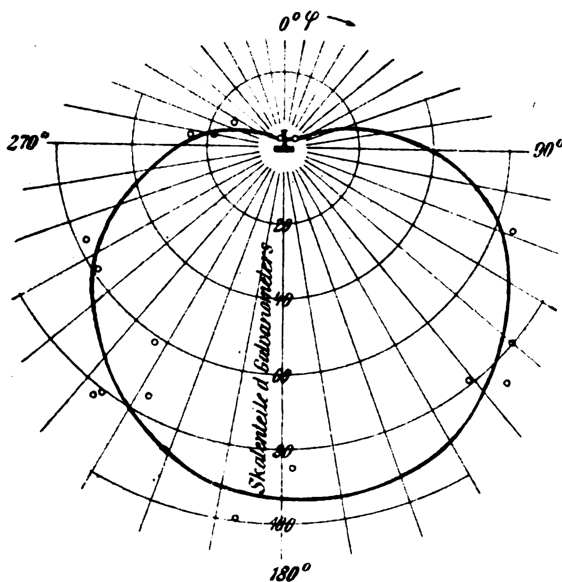


Fig. 7.

keine wesentlich anderen Resultate, da die Entfernungen nur zwischen 1,78 km und 2,58 km schwanken. Die Größe der Umrechnungsfaktoren ist trotzdem beträchtlich. Sie steigen bis 1,51 an.

Bemerkenswert ist eine auch bei mehrfacher Wiederholung des Versuchs beobachtete Unsymmetrie: die Bevorzugung der ersten beiden φ-Quadranten. Der Umstand, daß die Antenne infolge des Propellerwindes nicht genau in der Flugzeugachse liegt, sondern um einige Grade nach links abweicht (vom Beobachtersitz nach rückwärts gesehen), erklärt diese Unsymmetrie nur zum Teil. Vermutlich sind Ungleichmäßigkeiten des im Flugzeuge verteilten Gegengewichts zur Erklärung heranzuziehen.

Auch bei Mäanderflügen (§ 2) sind die Ausschläge bei $\varphi = 90^0$ immer wesentlich größer als die bei $\varphi = 270^0$.

Digitized by Google

Bedauerlicherweise ist die Kurve Fig. 7 unter einem anderen Erhöhungswinkel gewonnen als die von Herrn Baldus und dem einen von uns genau durchgemessene reziproke Kurve (E. M. Nr. 29 Fig. 14), so daß ein Vergleich nicht möglich ist. Die in dieser Richtung geplanten ausführlichen Messungen kamen nicht mehr zustande. Ein kurzer Flug in 2,1 km Entfernung und 600 m Höhe, also unter fast dem gleichen Erhöhungswinkel wie bei Baldus-Hase scheint die dort beobachtete scharfe rückwärtige Einschnürung zu ergeben; doch gründet

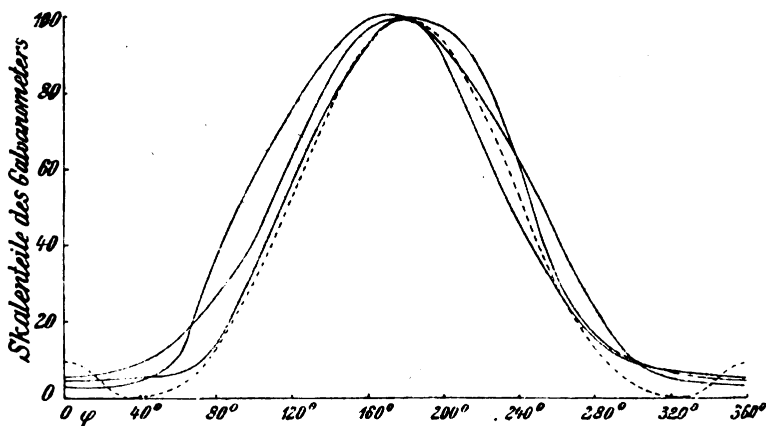


Fig. 8.

sich diese Annahme nur auf 4 Punkte mit Ausschlägen unter 6 Skalenteilen.

Um die Abweichungen an den einzelnen Beobachtungstagen zu zeigen, sind in Fig. 8 außer der bereits in Fig. 7 wiedergegebenen Kurve zwei weitere unter gleichen Verhältnissen gewonnene dargestellt. Sie sind auf den Maximalwert 100 umgerechnet. Die Streuung hält sich bei ihnen in denselben Grenzen wie bei Fig. 7, ist eher geringer. Die nach Burstyn für diesen Fall berechnete Kurve ist punktiert eingezeichnet. Sie paßt sich dem Versuchsergebnis an, zeigt allerdings ein zweites kleines Maximum bei $\varphi = 0^\circ$, das nach Burstyn immer dann auftritt, wenn der Erhöhungswinkel den Abgangswinkel α der Flugzeugantenne (21°) übertrifft.

In der Tat war es bei den für diese φ-Werte sehr geringen Ausschlägen leicht möglich dieses Maximum zu übersehen, wenn man beim Sternfluge nicht zufällig eine Richtung in unmittelbarer Nähe von

$\varphi = 0^0$ traf, was bei den drei Flügen gerade nicht der Fall war. Lediglich um diese Frage zu klären wurden daher die Richtungen um $\varphi = 0^0$ in größerer Nähe der Station unter erheblichem Erhöhungswinkel wiederholt geflogen. Die mittlere Entfernung betrug dabei 1,75 km, die Flughöhe 1000 m, so daß der Erhöhungswinkel den Abgangswinkel um fast 9^0 übertraf. Fig. 9 zeigt das Ergebnis vom 10. 10. 1918: das rückwärtige Maximum tritt überaus deutlich in Erscheinung.

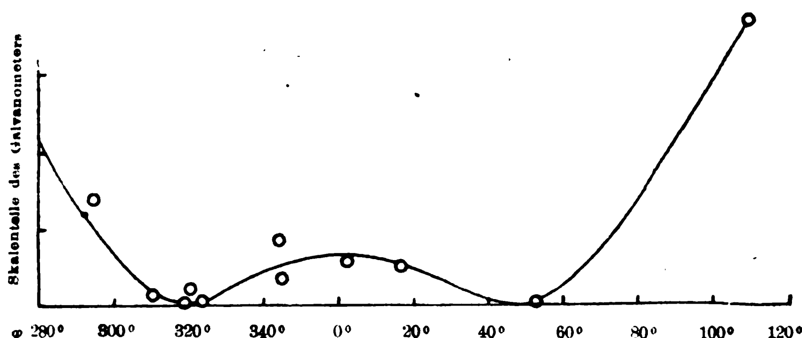


Fig. 9.

Versuche, die Abnahme der Richtwirkung mit der Entfernung durch Sternflüge in verschiedenen Abständen zu verfolgen, kamen über das Anfangsstadium nicht hinaus, desgleichen Empfangsmessungen mit anders gebauten Flugzeugantennen.

Zusammenfassung.

Das bei Bodenmessungen durchgebildete Meßverfahren wurde den Empfangsbedingungen im Flugzeug angepaßt. Es gelang hiermit, unter den ungünstigsten Verhältnissen quantitative Empfangsmessungen objektiver Art im Flugzeuge auszuführen.

Aus der guten Übereinstimmung der beobachteten Empfangscharakteristik mit der früher (vgl. Baldus-Hase, E. M.) gefundenen Sendecharakteristik der Flugzeugantenne läßt sich entnehmen, daß das Flugzeug hinsichtlich seiner Sende- und Empfangsfähigkeit quantitativ reziprok arbeitet.

Da ferner Beobachtung und Berechnung sich qualitativ gut decken, ist auch durch diese Versuche (vgl. E. M.) die Annahme bestätigt, daß man trotz des Bodeneinflusses mit großer Annäherung für Flugzeug- und Bodenantenne zwei einfache Dipole bestimmter Richtung substituieren darf.

Breslau und Hannover, Januar 1919.

Digitized by Google

Über die Wirkung von Schellers drahtlosem Kursweiser auf das Flugzeug.

Von **Eberhard Buchwald.**

Einleitung.

Im Jahre 1907 ist Herrn Scheller ein „drahtloser Kursweiser und Telegraph"[1]) patentiert worden, der auf folgendem Gedanken beruht. Zwei an der gleichen Stelle unter einem geeigneten Winkel aufgebaute Horizontalantennen werden abwechselnd an einen dauernd arbeitenden Sender angeschlossen, so daß die eine etwa einen bestimmten Buchstaben, z. B. *a a* · ·; die andere in den Zwischenräumen den negativen, also *n n* · ·, aussendet. Fig. 1.

Infolge der Richtwirkung der Antenne hört dann eine Empfangsstation, je nachdem sie näher der Richtung der einen oder der anderen



Fig. 1.

Antenne liegt, mehr oder minder ausgeprägt *a* oder *n*. Nur in den beiden Geraden, die die Antennenwinkel halbieren, fügen sich beide Zeichenfolgen zu einem gleichstarken Dauerstrich aneinander. Diese Richtungen eignen sich daher zur drahtlosen Markierung beispielsweise von Schiffahrtsstraßen.

Herr Kiebitz hat das Verfahren im Laufe des Krieges den Zwecken des Heeres dienstbar zu machen versucht. So günstig die Ergebnisse beim Empfang auf der Erde waren: als der Empfang im Flugzeug in den Kreis der Versuche einbezogen wurde, ergaben sich überraschende und völlig abweichende Resultate. Das die Station umkreisende Flugzeug hörte *a* meist grade in den Richtungen, denen auf der Erde *n* zukam, und umgekehrt; Kehrtmachen des Flugzeugs ließ den gerade gehörten Buchstaben bisweilen ungeändert, bisweilen in den entgegengesetzten überspringen. Da die Verhältnisse anscheinend verwickelt waren und andere Gründe hinzukamen, wurden die Versuche nach einer Reihe von Flügen, an denen in der Hauptsache Herr Baldus, gelegentlich auch der Verfasser beteiligt war, abgebrochen und nicht wieder aufgenommen.

1) Patentschrift Nr. 201 496, Klasse 65a, Gruppe 62. Dieses Jahrb. II, 341, 1909.

Digitized by Google

Es zeigt sich nun, daß sich die Versuchsergebnisse auf Grund der gleichen elementaren Rechenmethode deuten lassen, die Herr Burstyn[1]) mit Erfolg angewandt hat, um die von Herrn Baldus, Hase und dem Verfasser durchgeführten Versuche über die Richtwirkung der Flugzeugantenne[2]) und die drahtlose Anpeilung von Flugzeugen rechnerisch darzustellen. Burstyn vernachlässigt den Einfluß der Erde, arbeitet lediglich mit einfachen Komponentenzerlegungen des elektrischen oder magnetischen Vektors und erreicht trotzdem, wenn auch nicht genaue zahlenmäßige, so doch grundsätzliche Übereinstimmung mit dem Experiment. Das gleiche gilt für den vorliegenden Fall, wie im folgenden nachgewiesen wird.

§ 1. Allgemeine Rechnung.

Es sei

2ε der Winkel zwischen den Horizontalantennen,

ϑ der Winkel zwischen der Halbierenden des spitzen Antennenwinkels („Mittellinie") und der Vertikalebene Sendestation—Flugzeug,

β der Erhöhungswinkel, unter dem das Flugzeug von der Sendestation erscheint,

φ der Winkel zwischen den Horizontalprojektionen der Flugzeugachse und des Sehstrahls Sendestation—Flugzeug (für das wegfliegende Flugzeug ist φ gleich 0^0, für das der Sendestation seine rechte Seite zukehrende $\varphi = 90^0$ usw.),

α der Winkel, den die aus dem Flugzeuge frei herabhängende Flugzeugantenne mit der Horizontalen bildet.

Von der Antenne I, die mit der Vertikalebene Sendestation—Flugzeug den Winkel $\vartheta + \varepsilon$ bildet, fällt in diese Ebene die Komponente $\cos(\vartheta + \varepsilon)$, senkrecht zur Ebene steht $\sin(\vartheta + \varepsilon)$. Letztere Komponente pflanzt sich längs des Sehstrahls fort; von ihr fällt $\sin(\vartheta + \varepsilon)\sin\varphi$ in die φ-Richtung,

$$\sin(\vartheta + \varepsilon)\sin\varphi\cos\alpha$$

in die Richtung der Flugzeugantenne.

Von der Komponente $\cos(\vartheta + \varepsilon)$ pflanzt sich längs des Sehstrahls $\cos(\vartheta + \varepsilon)\sin\beta$ fort. Das ergibt $\cos(\vartheta + \varepsilon)\sin\beta\cos\beta$ und

1) Erscheint demnächst.

2) R. Baldus und R. Hase, E. M.; E. Buchwald und R. Hase, diese Zeitschr. S. 111; R. Baldus und E. Buchwald, diese Zeitschr. nächstes Heft.

Digitized by Google

$\cos(\vartheta + \varepsilon) \sin^2 \beta$ als Vertikal- und Horizontal-Komponente in der Vertikalebene Sendestation—Flugzeug und

$$\cos(\vartheta + \varepsilon) \sin \beta \cos \beta \sin \alpha$$

und

$$- \cos(\vartheta + \varepsilon) \sin^2 \beta \cos \varphi \cos \alpha$$

als Komponenten in der Richtung der Flugzeugantenne. Diese wird also seitens der Antenne I insgesamt durch eine

$$\sin(\vartheta + \varepsilon) \sin \varphi \cos \alpha + \cos(\vartheta + \varepsilon) \sin \beta \{\cos \beta \sin \alpha - \sin \beta \cos \varphi \cos \alpha\}$$

proportionale Feldstärke erregt, während für die Erregung durch Antenne II der gleiche Ausdruck gilt, wenn $\vartheta + \varepsilon$ jedesmal durch $\vartheta - \varepsilon$ ersetzt wird. Je nach Überwiegen des einen oder anderen Ausdrucks — seinem absoluten Werte nach genommen — hört das Flugzeug den Buchstaben *a* oder *n*.

Bei der Ausführung der Versuche wurde *a* von Antenne I, *n* von Antenne II gesandt.[1] Die Mittellinie wies nach Norden. Eine Erdstation hörte also *n* im Nordost- ($0^0 < \vartheta < 180^0$) und im Südwestquadranten ($180^0 < \vartheta < 270^0$), *a* im Südost- und Nordwestquadranten. Dagegen hört der Beobachter im Flugzeug im Falle

$$\frac{|J_1|}{|J_2|} = \frac{|\sin(\vartheta + \varepsilon)\sin\varphi\cos\alpha + \cos(\vartheta + \varepsilon)\sin\beta\{\cos\beta\sin\alpha - \sin\beta\cos\varphi\cos\alpha\}|}{|\sin(\vartheta - \varepsilon)\sin\varphi\cos\alpha + \cos(\vartheta - \varepsilon)\sin\beta\{\cos\beta\sin\alpha - \sin\beta\cos\varphi\cos\alpha\}|} \left.\begin{matrix} > 1 & a \\ = 1 & \text{Dauer-Strich} \\ < 1 & n \end{matrix}\right\} \quad (1)$$

Dieser Ausdruck wird in den folgenden Paragraphen auf einige der praktisch untersuchten Fälle angewendet.

§ 2. Rundflüge, Linkskreis.

Das Flugzeug beschreibe einen Linkskreis um die Sendestation als Mittelpunkt. Der Rechnung sind die Zahlenwerte

$$2\varepsilon = 60^0$$
$$\alpha = 21^0$$
$$\varphi = 270^0$$

zugrunde gelegt. Der Wert von ε beruht auf Angaben von Herrn Kiebitz, spielt übrigens, wie sich zeigen wird, keine wesentliche

1) Genauer gesagt waren drei Antennen vorhanden, von denen eine dauernd, die anderen zwei wechselweise an den Sender angeschlossen waren. Es steht aber nichts im Wege, für das folgende von vornherein die jeweils zugleich sendenden zwei Antennen zu einer zusammenzufassen.

Digitized by Google

Rolle. Der Wert von α ist durch Versuche des Herrn **Baldus** bestimmt worden[1]. $\varphi = 270^0$ charakterisiert den Linkskreis.

In Fig. 2 sind J_1 und J_2 für einen verschwindenden Erhöhungswinkel β, in Fig. 3 für $\beta = 25^0$ wiedergegeben. J_1 ist eine Sinus-

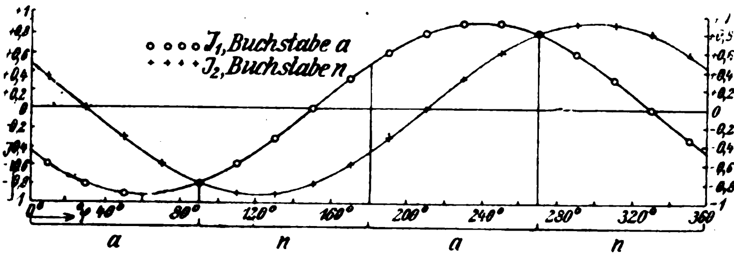


Fig. 2.

linie, entstanden durch die Überlagerung einer Sinus- und einer Cosinuslinie:

$$J_1 = A \sin(\vartheta + \varepsilon) + B \cos(\vartheta + \varepsilon) \qquad \begin{array}{l} A = \sin 270^0 \cos 21^0 \\ B = \sin\beta \cos\beta \sin 21^0 \end{array}$$

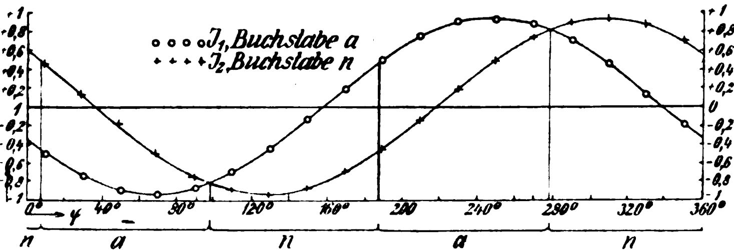


Fig. 3.

J_2 wird durch die gleiche, um 2ε nach rechts verschobene Kurve dargestellt. Ist der Erhöhungswinkel klein (Fig. 2), so bleibt wegen $B = 0$ nur das Sinusglied; dann überwiegt im ersten und dritten Quadranten J_1, im zweiten und vierten J_2. Man hört demnach im ersten und dritten Quadranten a, im zweiten und vierten n. Die Verhältnisse liegen also gerade entgegengesetzt wie bei der Empfangsstation auf der Erde.

1) R. **Baldus**, „Die Gestalt eines frei herabhängenden, beschwerten Drahtes beim Fluge." Erscheint demnächst.

Digitized by Google

Dieser Satz bleibt auch bei wachsendem Erhöhungswinkel im wesentlichen bestehen, denn der Einfluß des Cosinusglieds macht sich neben dem Sinusglied wegen des kleinen B nicht sehr bemerkbar. Der Übergang von einem zum andern Buchstaben findet jetzt nicht mehr in den Winkelhalbierenden $\vartheta = 0^{0}$, 90^{0} usw., sondern bei etwas höheren ϑ statt. Für den Beobachter im Flugzeug springt also der

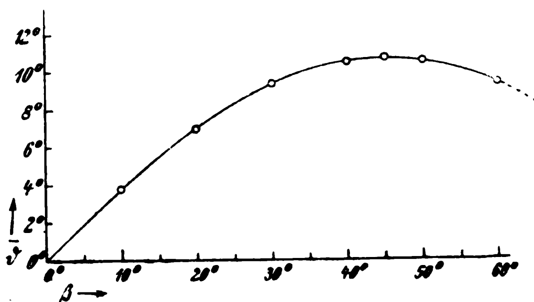


Fig. 4.

Buchstabe nicht erst dann in den entgegengesetzten über, wenn das Flugzeug eine Winkelhalbierende kreuzt, sondern bereits vorher.

Der Übergangswinkel $\bar{\vartheta}$ ergibt sich aus (1) durch Gleichsetzen des Zählers und Nenners als unabhängig von dem Winkel zwischen den Antennen und als Funktion allein von $\frac{A}{B}$, und zwar sind die $\bar{\vartheta}$-Werte des ersten und dritten Quadranten durch $\cot \bar{\vartheta} = -\frac{A}{B}$, die des zweiten und vierten durch $\operatorname{tg} \bar{\vartheta} = \frac{A}{B}$ bestimmt.

Der Unterschied gegen den Fall $\beta = 0$ ist nicht groß. So liegen die Übergangspunkte für $\beta = 25^{0}$ (Fig. 3) bei $\bar{\vartheta} = 8^{0}\,22'$, $98^{0}\,22'$ usw. Am größten wurden die Abweichungen von den Winkelhalbierenden für maximales B, also für $\beta = 45^{0}$. Dann betragen sie fast 11^{0}.

In Fig. 4 ist der im ersten Quadranten liegende Übergangswinkel $\bar{\vartheta}$ in Abhängigkeit vom Erhöhungswinkel β dargestellt. Die $\bar{\vartheta}$-Werte der übrigen Quadranten sind um einen, zwei, drei Rechte größer.

§ 3. Rundflüge. Rechtskreis.

Der Fall, daß das Flugzeug einen **Rechtskreis** beschreibt, unterscheidet sich von dem vorigen nur dadurch, daß wegen $\varphi = 90^{0} - A$

Digitized by Google

an die Stelle von A tritt. Der Übergangswinkel $\bar{\vartheta}$ liegt dann um ebenso viel unter 0^0, 90^0..., wie er beim Linkskreis für den gleichen Erhöhungswinkel über 0^0, 90^0... liegt. Man kann ihn also gleichfalls aus Fig. 4 entnehmen, wenn man nur die Ordinatenbezifferung 0^0, 2^0, 4^0... in 0^0, 358^0, 356^0... umwandelt. Die drei übrigen ϑ-Werte unterscheiden sich um ein, zwei, drei Rechte davon. Auch in diesem Falle hört also der Beobachter den neuen Buchstaben, ehe er die Winkelhalbierenden kreuzt.

§ 4. An- und Abflug.

Fliegt das Flugzeug von der Station weg oder auf sie zu ($\varphi = 0^0$ oder 180^0), so nimmt (1) die Form

$$\frac{|J_1|}{|J_2|} = \frac{|\cos(\vartheta + \varepsilon)|}{|\cos(\vartheta - \varepsilon)|}$$

an. In diesem Falle überwiegt im ersten und dritten Quadranten der Nenner, im zweiten und vierten der Zähler. Man hört im Flugzeug also den „Erdbuchstaben", d. h. den gleichen Buchstaben wie auf der Erdstation im gleichen Quadranten.

§ 5. Sternflüge.

Unter einem Sternfluge sei das mehrfache Überfliegen derselben Geländestelle in gleicher Höhe aber verschiedenen Richtungen verstanden (β und ϑ konstant, φ veränderlich). Der Sternflug soll das Drehen des Flugzeugs auf der Stelle ersetzen. Was ein Beobachter bei einem Sternfluge hören wird, ist nach § 2 bis 4 ohne weiteres anzugeben. Der Buchstabe wird zwischen $\varphi = 0^0$ und $\varphi = 360^0$ viermal wechseln. Bei $\varphi = 0^0$ und $\varphi = 180^0$ wird der Erdbuchstabe, bei $\varphi = 90^0$ und $\varphi = 270^0$ im allgemeinen der entgegengesetzte Buchstabe gehört. Nur wenn der Stern in der Nähe einer Winkelhalbierenden geflogen wird, ist auch für eine dieser beiden Richtungen noch der Erdbuchstabe zu hören. Die Flugzeugantenne wirkt gewissermaßen als Sonde, mit der man im gleichen Raumpunkte willkürlich die Wirkung des einen oder des anderen Senders herausgreifen kann.

Man überzeugt sich leicht, daß für die Winkel $\bar{\varphi}$, bei denen ein Buchstabe in den anderen übergeht, das gleiche gilt wie oben für die Übergangswinkel $\bar{\vartheta}$ beim Kreisflug: sie sind unabhängig von dem Winkel 2ε zwischen den Antennen.

Es seien zwei Sonderfälle berechnet:

1. $\beta = 39^0$ (2,1 km Entfernung, 1.7 km Flughöhe) $\vartheta = 143^0$

Digitized by Google

(Fig. 5). Auf der Erde hörte man *a*. Im Flugzeuge hört man *a* in einem schmalen φ-Bereich um $\varphi = 0^0$ und in einem etwas weiteren Bereich, der unsymmetrisch um $\varphi = 180^0$ liegt. Für die meisten φ,

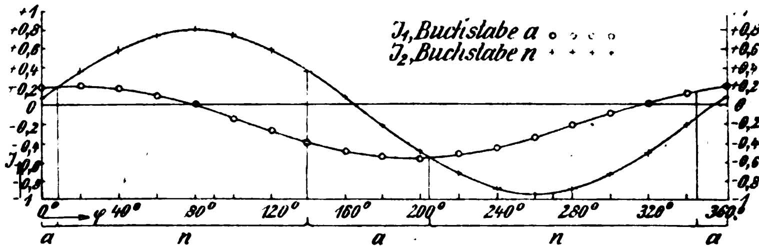


Fig. 5.

insbesondere für $\varphi = 90^0$ und $\varphi = 270^0$ wird *n* gehört (Rechtskreis = Linkskreis).

2. $\beta = 33^0$ (1,88 km Entfernung, 1,2 km Flughöhe) $\vartheta = 260^0$ (Fig. 6). Auf der Erde wird *n* gehört, desgleichen im Flugzeug in

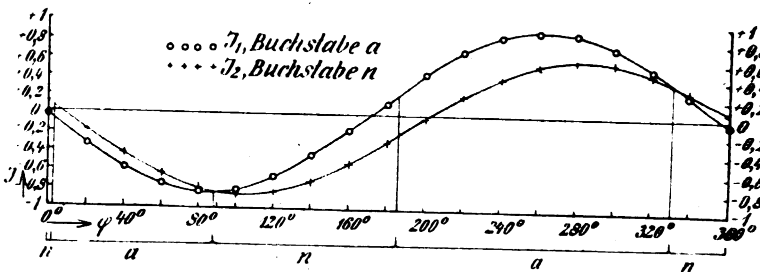


Fig. 6.

einem schmalen Bereich um $\varphi = 0^0$ und einem weiten, der nicht nur $\varphi = 180^0$, sondern auch gerade noch $\varphi = 90^0$ in sich begreift. Bei den meisten φ hört man auch hier den dem Erdbuchstaben entgegengesetzten.

§ 6. Vergleich mit der Erfahrung.

Beide Beispiele sind im Anschluß an einen Versuchsflug des Herrn **Baldus** gewählt, dessen Verlauf in Fig. 7 wiedergegeben ist.[1]) Er entfernt sich, wie sämtliche Versuchsflüge, wegen des im Flugzeuge

1) Über die photogrammetrische Festlegung von Ort und Richtung des Flugzeugs siehe R. **Baldus** und R. **Hase**, a. a. O.

Digitized by Google

schwer wahrnehmbaren Empfangs nur um wenige Kilometer von der Sendestation, die wegen der Dauerbelastung mit beschränkter Energie arbeiten mußte. Gesendet wurde mit Welle 460.

Die Strecken, in denen der Beobachter *a* hört, sind punktiert, die, in denen er *n* hört, ausgezogen; die Übergangsstellen durch Sterne oder Kreuze gekennzeichnet, je nachdem lauter Dauerstrich oder nichts gehört wird. Die Flughöhen sind beigeschrieben; eine konstante

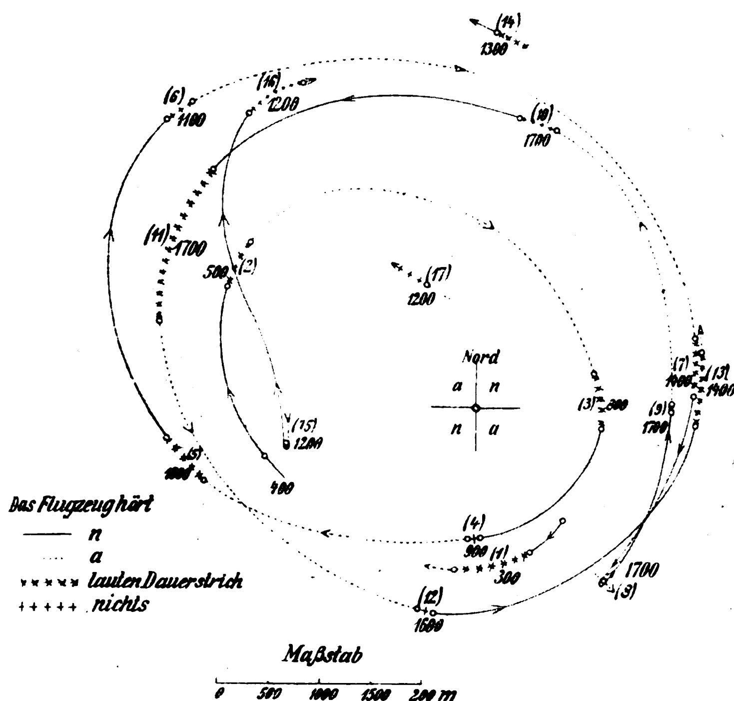


Fig. 7.

niedere Flughöhe konnte wegen des böigen Wetters nicht innegehalten werden. Man entnimmt im einzelnen folgendes.

(1) bis (8) Rundflug, Rechtskreis. Entsprechend § 3 wird der dem Erdbuchstaben entgegengesetzte gehört; die Übergangspunkte liegen zum Teil fast genau in den Winkelhalbierenden — (3) und (4) — zum Teil, wie nach der Rechnung zu erwarten, etwas vorher: (1) (2) (5) (6) (7); (2) und (6) allerdings sehr stark vorher.

(8) ist der Umkehrpunkt, der dem Beispiel 1 des § 5 zugrunde

Digitized by Google

liegt. Wie dort gefunden, wird *a* für $\varphi = 0^0$, *n* für $\varphi = 90^0$ und 270^0 gehört.

(8) bis (14) Rundflug, Linkskreis. Wieder wird der dem Erdbuchstaben entgegengesetzte gehört. Von den Übergangspunkten liegt (13) etwa in der Winkelhalbierenden, die übrigen (9) (10) (11) (12) (14) der Rechnung entsprechend etwas vorher, am meisten auch hier der Punkt im Nordwestquadranten, (11).

Die Beobachtung setzt bei (15) wieder ein. Der Sternflug über diesem Punkt ist das Beispiel 2 des § 5. Wie dort gefunden und aus Fig. 6 abzulesen, wird vor der Umkehr ($\varphi = 275^0$) *a*, nach der Umkehr ($\varphi = 100^0$) *n* gehört, im Gegensatz zu (8), wo der Buchstabe vor und nach der Umkehr der gleiche war.

(15) bis (16) ist wieder eine rechtskreisähnliche Bahn mit ihren nach der Rechnung zu erwartenden Kennzeichen, und schließlich läßt sich zeigen, daß auch der Übergangspunkt (17) der Rechnung entspricht. Was die Lautstärke in den Übergangspunkten betrifft, so ergeben die Fig. 2 und 3, daß sie bei den in der Nähe von 90^0 und 270^0 liegenden ϑ-Werten größer sind als bei den ϑ-Werten von 0^0 und 180^0. Für den Rechtskreis gilt dasselbe. Macht man die Annahme, daß die größeren Intensitäten als Dauerstrich zu hören sind, während die geringeren (subjektiv) verschwinden, so scheint auch hierin Rechnung und Versuch übereinzustimmen. Die in der Gegend von 0^0 und 90^0 liegenden Übergangspunkte (3) (5) (7) (9) (11) (13) sind von Herrn Baldus durch Dauerstriche gekennzeichnet, die bei $\vartheta = 0^0$ und 180^0 liegenden (4) (6) (10) (12) (16) (17) durch verschwindenden Ton. Gegen die Rechnung sprechen lediglich die Punkte (1) (2) und (14); (1) und (2) offenbar wegen der geringen Flughöhe (siehe unten), während bei dem isolierten Punkt (14) nach Angabe von Herrn Baldus, da die Beobachtung vorher und nachher infolge fremden Störers aussetzte, möglicherweise ein Irrtum untergelaufen ist. Zu genauerer Diskussion müßte natürlich das Entfernungsgesetz für die verschiedenen φ bekannt sein und berücksichtigt werden, daß Flugrichtung und Flugzeugachse im allgemeinen nicht übereinstimmen.

Alles in allem geben die vorstehenden Rechnungen das Versuchsergebnis mit der bei den schwierigen Beobachtungsverhältnissen zu erwartenden Genauigkeit wieder. Das Gleiche gilt für die übrigen Versuchsflüge, soweit sie in größeren Höhen verlaufen. In niederen Höhen zeigen sich beträchtliche Abweichungen. Hier wird, wie zu erwarten, das Feld durch die Erde so stark beeinflußt, daß die Voraussetzungen der Rechnung nicht mehr zutreffen.

Breslau, Januar 1919.

Digitized by Google

Die elektromagnetische Zweimittel-Planwelle.

Von **Karl Uller.**

Einleitung.

Schon gleich nach der Erfindung der drahtlosen Telegraphie ließen die überraschend weiten Fernwirkungen vermuten, daß die vom Sender forteilende elektromagnetische Welle keine gewöhnliche sich frei im Raume ausbreitende Welle sein könne. Es ließ sich vermuten, daß die Welle vorwiegend an der Erdoberfläche entlang sich fortpflanze, ähnlich wie wir es bei den „Drahtwellen" bereits kannten. Die Herren Blondel[1]) und Lecher[2]) haben diese Ansicht zuerst ausgesprochen. Ohne Kenntnis dieser Äußerungen war ich zu der gleichen Vorstellung gelangt und hatte unter Annahme eines Vertikalsenders den Bau der Welle in großem Abstand vom Erreger und beiderseits der ebenen und homogenen Erdoberfläche untersucht[3]), diese als beliebig polarisierbar und leitend vorausgesetzt. Dabei zeigte sich auch, daß die Welle an der Unstetigkeitsfläche verdichtet entlang laufen müsse. Die Erörterung des Wellenbaues beschränkte ich auf die Annahme eines Seewasserspiegels, weil mir die starke Inhomogenität der Festländer reale Ergebnisse nicht zu versprechen schien. Diese Erweiterung ist jedoch inzwischen von Herrn Zenneck[4]) aufgenommen worden. Auf Grund meiner gewonnenen Anschauungen hatte ich dann eine kleine Studie[5]) veröffentlicht, in der ich meine Anschauung über die Entstehung dieser Welle und die Bedingungen ihrer größten Reinheit aussprach.

Bei dem vertikal vorausgesetzten axialsymmetrischen Sender war es selbstverständlich, daß das magnetische Feld horizontal und strichpolarisiert sein mußte; demgemäß wurden von vornherein diese Forderungen in die Ausgangsgleichungen eingeführt. Es lag nahe, von allen Voraussetzungen abzusehen und sich die Frage vorzulegen: Welchen Bau zeigt eine Welle, die sich beiderseits der Trennungs-

1) A. Blondel, C. R. du Congrès de Nantes, 1898.

2) E. Lecher, Phys. Ztschr. 3, 273, 1901.

3) K. Uller, Beiträge zur Theorie der elm. Strahlung, Diss. Rostock, 1903; Kap. XIII, XIV, XV.

4) J. Zenneck, Über die Fortpflanzung ebener elm. Wellen längs einer ebenen Leiterfläche und ihre Beziehung zur drahtlosen Telegraphie (Ann. d. Phys. 23, 846. 1907).

5) K. Uller, Die Mitwirkung der Erde und die Bedeutung der Erdung in der drahtlosen Telegraphie, Jahrb. d. drahtl. Telegr. 2, 8, 1908.

Digitized by Google

fläche zweier Körper fortpflanzt? Ich habe diese Aufgabe kurze Zeit nach der genannten Studie gelöst, zunächst unter den Annahmen, daß die T-fläche eine Ebene sei und daß die beiden Wellenflanken als Planwellen gelten können. Das Ergebnis war überraschend! Schon mit diesen Beschränkungen zeigte sich da zum erstenmal, daß ich einer in ihrem Wesen noch unbekannten Art von Wellenfortpflanzung auf die Spur gekommen war, deren charakteristische Züge bei den üblichen Voraussetzungen gar nicht sichtbar werden konnten. Inzwischen ist mir auch die Lösung der allgemeinen Aufgabe geglückt, nämlich der Fortpflanzungsform einer Zweimittelwelle — so benenne ich sie — an einer beliebigen Unstetigkeitsfläche. Ihre Darstellung wird an anderem Orte erfolgen. Hier mag schon erwähnt werden, daß jeder Kabelstrom, jeder Wechselstrom in beliebiger Bahn eine solche Welle ist. Jeder geerdete Sender schickt eine Zweimittelwelle längs der Erde. Jeder Gleitfunke, jede Funkenentladung, jede atmosphärische Entladung. allgemein: jede Störung eines stationären Feldes in der Grenze zweier Mittel löst eine solche Welle aus. Die übliche Drahtwelle stellt bloß einen Unterfall dar, der nicht einmal in Reinheit das Wesen der Zweimittelwelle erkennen läßt; ihre, nämlich der Drahtwelle, bisherige mathematische Behandlung beruht auf der Annahme einer konstanten Wellenlänge, was nur angenähert und nicht unter allen Umständen zutrifft.

Zweimittelwellen gibt es auf allen Gebieten, wenn auch verschiedenen Charakters. Sie sind an die Unstetigkeitsfläche gebundene und von ihr geführte Wellen, und als solche neben den Oberflächenwellen gegenüberzustellen den sich in stetigem Mittel frei ausbreitenden: den freien Wellen. Es wird sich später herausstellen, daß jeder Wellenzustand auf die genannten Typen zurückgeführt werden muß. Die Resonanzschwingungen z. B. sind das Spiel gegeneinanderlaufender gangverschobener gebundener Wellen.

Im folgenden gebe ich die Darstellung der elektromagnetischen Zweimittel-Planwelle an einer Ebene; sie bildete mit anderem den Inhalt meiner Sommervorlesung des Jahres 1910. Die vollständige geistige Durchdringung dieser idealisierten gebundenen Welle ist vonnöten, um sich in der allgemeinen gebundenen Welle mit ihrem schwer durchsichtigen Bau zurechtfinden und die Verhältnisse abschätzen zu können. Auch kann man vielfach sein Augenmerk auf einen Wellenbereich richten, der so bemessen ist, daß sich in ihm Stärke und Struktur der Welle örtlich so wenig ändern, daß wir sie als konstant ansehen können. In einem solchen „Planwellenbereich" wird die Welle noch gut durch die folgenden vereinfachten Formeln wiedergegeben.

Digitized by Google

Natürlich gelangen wir auf diese Weise nicht zu dem quantitativen Zusammenhang der ganzen Welle.

§ 1. Folgen der Grenzbedingungen.

Die elektrische Feldstärke $\mathfrak{E}$ und die magnetische Feldstärke $\mathfrak{M}$ in einer elektromagnetischen Planwelle von harmonischer Schwingungsform stellen sich als Funktionen der Zeit t und des Ortes $\mathfrak{r}$ bei Verwendung komplexer und konjugiert komplexer Formen — letztere durch ein angesetztes Sternchen gekennzeichnet — wie folgt dar:

$$\mathfrak{E} = {}^1/_2 \{\mathfrak{e} \cdot e^{-i(\mathfrak{w}\mathfrak{r})} \cdot e^{i\nu t} + \mathfrak{e}^* \cdot e^{+i(\mathfrak{w}\mathfrak{r})} \cdot e^{-i\nu^* t}\}$$

$$\mathfrak{M} = {}^1/_2 \{\mathfrak{m} \cdot e^{-i(\mathfrak{w}\mathfrak{r})} \cdot e^{i\nu t} + \mathfrak{m}^* \cdot e^{+i(\mathfrak{w}\mathfrak{r})} \cdot e^{-i\nu^* t}\}$$

In dem konstanten Zeitfaktor $\nu = \nu' + i\nu''$ bedeutet ν' die Frequenz der Welle und ν'' ihre positive oder negative Dämpfung. Die Feldstärken beschreiben spiralige ebene Kurven, die für $\nu'' = 0$ Ellipsen werden. Die komplexen elektrischen und magnetischen Wellenvektoren $\mathfrak{e}$ und $\mathfrak{m}$ sind hier, in Planwellen, konstante Vektoren und ebenso ist das Wellennormalenpaar $\mathfrak{w} = \mathfrak{w}' + i\mathfrak{w}''$ hier konstant und in beiden Wellen gleich.

Aus den Grundgleichungen der Elektromagnetik für ruhende homogene und isotrope Körper ergibt sich, da räumliche elektrische und magnetische Dichten nicht auftreten, in beliebigem Maßsystem

$$\mathfrak{w}^2 = a_e \cdot a_m = a \tag{1}$$

$$\left.\begin{aligned} a_e \mathfrak{e} &= [\mathfrak{m}\,\mathfrak{w}] \\ 0 &= (\mathfrak{m}\,\mathfrak{w}) \end{aligned}\right\} \tag{2a}$$

oder

$$\left.\begin{aligned} a_m \mathfrak{m} &= -[\mathfrak{e}\,\mathfrak{w}] \\ 0 &= (\mathfrak{e}\,\mathfrak{w}) \end{aligned}\right\} \tag{2b}$$

je nachdem wir die elektrische Welle durch die magnetische oder umgekehrt darstellen wollen. Die Wellenparameter a_e und a_m setzen sich zusammen aus den komplexen elektrischen und magnetischen Erregungskoeffizienten ε und μ sowie dem Zeitfaktor ν gemäß den Formeln

$$a_e = \varepsilon\,\nu / V; \qquad a_m = \mu\,\nu / V \tag{3}$$

wobei $4\pi V$ die Lichtgeschwindigkeit sein soll. Etwaige galvanische Leitfähigkeit läßt sich rechnerisch in ε einbeziehen.

Indem wir nun jede Flanke der Zweimittelwelle an der T-Ebene, der Trennungsfläche der beiden Körper (1) und (2), als Planwelle ansehen, verlangt zunächst das Koexistenzgesetz der Wellennormalenpaare

Digitized by Google

$\mathfrak{w}_1$ und $\mathfrak{w}_2$ an der T-Ebene $(\mathfrak{k}\,\mathfrak{r}) =$ konst., mit dem Flächenlot $\mathfrak{k}$ gerichtet von (1) und (2), die Stetigkeit ihrer Tangentialkomponenten, somit

$$\mathfrak{w}_1 - (\mathfrak{w}_1\,\mathfrak{k})\,\mathfrak{k} = \mathfrak{w}_2 - (\mathfrak{w}_2\,\mathfrak{k})\,\mathfrak{k} = \mathfrak{w}_t \tag{4}$$

woraus mit (1) weiter folgt

$$a_1 - (\mathfrak{w}_1\,\mathfrak{k})^2 = a_2 - (\mathfrak{w}_2\,\mathfrak{k})^2 = \mathfrak{w}_t^2 \tag{5}$$

Sodann verlangen die zugrunde liegenden elektromagnetischen Theorien an T die Stetigkeit sowohl des tangentiellen magnetischen Feldes $\mathfrak{M}$ als auch die des tangentiellen elektrischen Feldes $\mathfrak{E}$, also

$$\mathfrak{m}_1 - (\mathfrak{m}_1\,\mathfrak{k})\,\mathfrak{k} = \mathfrak{m}_2 - (\mathfrak{m}_2\,\mathfrak{k})\,\mathfrak{k} = \mathfrak{m}_t \tag{6}$$

$$\mathfrak{e}_1 - (\mathfrak{e}_1\,\mathfrak{k})\,\mathfrak{k} = \mathfrak{e}_2 - (\mathfrak{e}_2\,\mathfrak{k})\,\mathfrak{k} = \mathfrak{e}_t \tag{7}$$

Multiplizieren wir (6) und (7) skalar mit $[\mathfrak{w}\,\mathfrak{k}]$, so kommt wegen (4), (2a) und (2b)

$$a_{e1}\,(\mathfrak{e}_1\,\mathfrak{k}) = a_{e2}\,(\mathfrak{e}_2\,\mathfrak{k}) \tag{8}$$

$$a_{m1}\,(\mathfrak{m}_1\,\mathfrak{k}) = a_{m2}\,(\mathfrak{m}_2\,\mathfrak{k}) \tag{9}$$

bekannte Beziehungen, welche die Stetigkeit der Normalkomponenten der gesamten elektrischen Strömung bzw. der magnetischen Erregung ausdrücken.

Multiplizieren wir dagegen (6) und (7) skalar mit $\mathfrak{w}_t$, so kommt wegen (2a) und (2b)

$$(\mathfrak{w}_1\,\mathfrak{k})(\mathfrak{e}_1\,\mathfrak{k}) = (\mathfrak{w}_2\,\mathfrak{k})(\mathfrak{e}_2\,\mathfrak{k}) \tag{10}$$

$$(\mathfrak{w}_1\,\mathfrak{k})(\mathfrak{m}_1\,\mathfrak{k}) = (\mathfrak{w}_2\,\mathfrak{k})(\mathfrak{m}_2\,\mathfrak{k}) \tag{11}$$

Für das Zusammenbestehen der letzten vier Beziehungen in ein und derselben Welle ergeben sich verschiedene Möglichkeiten:

$$\frac{(\mathfrak{w}_1\,\mathfrak{k})}{a_{e1}} = \frac{(\mathfrak{w}_2\,\mathfrak{k})}{a_{e2}}; \qquad (\mathfrak{m}_1\,\mathfrak{k}) = 0 = (\mathfrak{m}_2\,\mathfrak{k}) \tag{12}$$

oder

$$\frac{(\mathfrak{w}_1\,\mathfrak{k})}{a_{m1}} = \frac{(\mathfrak{w}_2\,\mathfrak{k})}{a_{m2}}; \qquad (\mathfrak{e}_1\,\mathfrak{k}) = 0 = (\mathfrak{e}_2\,\mathfrak{k}) \tag{13}$$

oder bei beliebigen $(\mathfrak{e}\,\mathfrak{k})$ und $(\mathfrak{m}\,\mathfrak{k})$

$$\frac{(\mathfrak{w}_1\,\mathfrak{k})}{a_{e1}} = \frac{(\mathfrak{w}_2\,\mathfrak{k})}{a_{e2}}; \qquad \frac{(\mathfrak{w}_1\,\mathfrak{k})}{a_{m1}} = \frac{(\mathfrak{w}_2\,\mathfrak{k})}{a_{m2}} \tag{14}$$

ein System, was nur bestehen kann, wenn $(\mathfrak{w}_1\,\mathfrak{k}) = 0 = (\mathfrak{w}_2\,\mathfrak{k})$ ist oder $a_{e1}\,a_{m2} = a_{e2}\,a_{m1}$. Im ersteren Falle muß dann aber nach dem Koexistenzgesetz der Wellennormalenpaare $a_1 = a_2$ sein, im letzteren

Digitized by Google

$\mathfrak{w}_t^2 = 0$; es wird sich zeigen, daß beide Fälle nur Unterfälle in den Systemen (12) und (13) sind. Schließlich ist noch möglich

$$(\mathfrak{e}_1 \mathfrak{k}) = 0 = (\mathfrak{e}_2 \mathfrak{k}); \qquad (\mathfrak{m}_1 \mathfrak{k}) = 0 \neq (\mathfrak{m}_2 \mathfrak{k}) \tag{15}$$

Dann schwingen $\mathfrak{E}$ und $\mathfrak{M}$ beide parallel der T-Ebene, ihre Rotationsachsen, falls sie existieren, fallen zusammen und zwar in das Flächenlot. Nach allgemeinen Sätzen über den Bau der einfarbigen Welle folgt hieraus, daß dann entweder das Feld kreispolarisiert oder $\mathfrak{w}_t = 0$ sein muß. Beide Möglichkeiten erweisen sich im folgenden wieder als Unterfälle in den Systemen (12) und (13). Es bleiben somit nur diese beiden als die Lösungen der Bedingungen (8) bis (11).

Die Systeme (12) und (13) sind die Urkunden zweier elektromagnetischer Fortpflanzungsmöglichkeiten längs einer Unstetigkeitsebene, die ich als elektromagnetische Zweimittel-Planwellen erster und zweiter Art unterscheide.

§ 2. Die Zweimittel-Planwelle erster Art.

In ihr spielt das magnetische Feld eine bevorzugte Rolle. Als ersten charakteristischen Zug an dieser Form von Wellenausbreitung erkennen wir nämlich, daß an der T-Ebene die Normalkomponenten der magnetischen Feldstärken vorgeschrieben sind, indem sein muß

$$(\mathfrak{m}_1 \mathfrak{k}) = 0 = (\mathfrak{m}_2 \mathfrak{k}) \tag{1}$$

Das magnetische Feld wird durch die Anwesenheit der T-Ebene gezwungen, sich parallel zu derselben zu legen! Dieser Zwang ist unabhängig von den Körperparametern, sofern sie nur unterschiedlich sind, unabhängig ferner von benachbarten T-Flächen und Wellen! Er wird ausgeübt wie auch die magnetische Schwingung polarisiert sei!

Aus der Stetigkeit von $\mathfrak{w}_t^2 = a - (\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})^2$ und von $(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k}) / a_e$ folgt

$$\frac{(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})^2}{a_e^2} = \frac{a_2 - a_1}{a_{e2}^2 - a_{e1}^2} \tag{2}$$

Die Beträge der Normalkomponenten des Wellennormalenpaares in jeder der beiden Wellenflanken sind allein durch die Körperparameter ε und μ sowie den Zeitfaktor ν von vornherein bestimmt und zwar jeder durch die beider Körper! Sie sind unabhängig von benachbarten T-Flächen und Wellen!

Weiter wird

$$\mathfrak{w}_t^2 = a - (\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})^2 = \frac{a_1 a_{e2}^2 - a_2 a_{e1}^2}{a_{e2}^2 - a_{e1}^2} \tag{3}$$

Digitized by Google

Es ist also sowohl $\mathfrak{w}_t'^2 - \mathfrak{w}_t''^2$ von vornherein bestimmt als auch $(\mathfrak{w}_t'\mathfrak{w}_t'')$, d. h.: Gleicherweise auch von vornherein bestimmt sind die Beträge der Tangentialkomponenten der beiden Wellennormalenpaare, sofern anderweitig noch der Winkel zwischen den Paaren gegeben ist!

In diesen Aussagen aus (1), (2) und (3) kommt eine Bindung und Führung der Welle an und durch die Unstetigkeitsfläche zum Ausdruck. Sie rechtfertigen die eingangs aufgestellte Behauptung, daß wir es hier mit einer völlig andersartigen Ausbreitungsform zu tun haben als es die freier Wellen ist. Ich nenne gelegentlich die Zweimittelwelle auch: gebundene Welle.

Wegen der Divergenzlosigkeit der magnetischen Welle und ihrer tangentiellen Lage kommt, wenn wir $\mathfrak{w}_t$ durch $\mathfrak{m}_t$ und $[\mathfrak{m}\,\mathfrak{k}]$ ausdrücken

$$\mathfrak{w}_t = \sqrt{\mathfrak{w}_t^2} \cdot [\mathfrak{m}\,\mathfrak{k}]/(\mathfrak{m}\,\mathfrak{m})^{1/2} \tag{4}$$

In Ergänzung zu (3) lesen wir hieraus ab: Der für beide Flanken der Zweimittelwelle erster Art gleiche magnetische Wellenvektor $\mathfrak{m}$ bestimmt im Verein mit den Wellenparametern die Tangentialkomponenten $\mathfrak{w}_t$ des Wellennormalenpaares nach Größe und Richtung; der Richtungssinn jedoch bleibt, wie die Doppeldeutigkeit der Wurzel anzeigt, offen. Daraus ergibt sich unter Hinzuziehung von (2), daß von vornherein vier mögliche Lagen der $\mathfrak{w}'$ und $\mathfrak{w}''$ vorhanden sind, nämlich 1. $\mathfrak{w}$, 2. die in bezug auf das Flächenlot $\mathfrak{k}$ symmetrische Lage $\mathfrak{w}_s = -\mathfrak{w} + 2(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})\,\mathfrak{k}$, in die man durch 180^0 Drehung um $\mathfrak{k}$ gelangt, sowie ferner die Inversionen zu den genannten beiden Lagen, nämlich 3. $\mathfrak{w}_i = -\mathfrak{w}$ und 4. $\mathfrak{w}_{si} = \mathfrak{w} - 2(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})\,\mathfrak{k}$. Wir merken sogleich an

$$\left.\begin{aligned} [\mathfrak{w}_i\,\mathfrak{w}_i^*] &= [\mathfrak{w}_{si}\,\mathfrak{w}_{si}^*] = [\mathfrak{w}\,\mathfrak{w}^*] \\ [\mathfrak{w}_s\,\mathfrak{w}_s^*] &= -[\mathfrak{w}\,\mathfrak{w}^*] + 2(\mathfrak{k}\,[\mathfrak{w}\,\mathfrak{w}^*])\,\mathfrak{k} \end{aligned}\right\} \tag{5}$$

Darin ist wegen (4)

$$(\mathfrak{k}\,[\mathfrak{w}\,\mathfrak{w}^*]) = |\,\mathfrak{w}_t^2\,|\,(\mathfrak{k}\,[\mathfrak{m}\,\mathfrak{m}^*])/|(\mathfrak{m}\,\mathfrak{m})| \tag{6}$$

Da nach (5) für alle vier möglichen Lagen von $\mathfrak{w}$ die linke Seite von (6) dieselbe bleibt, gilt dasselbe auch für die rechte Seite. Daher der Satz: Bei demselben magnetischen Wellenvektor $\mathfrak{m}$ sind vier Lagen des Wellennormalenpaares $\mathfrak{w}$ möglich.

Die ermittelten Beziehungen (1) bis (4) sind die vier Hauptgleichungen der Zweimittel-Planwelle erster Art. Beide Wellenflanken unserer gebundenen Planwelle sind, wie man sieht, vollständig be-

Digitized by Google

stimmt, wenn neben den Wellenparametern und dem Flächenlot bekannt sind: 1. $\mathfrak{m} = \mathfrak{m}_t$, 2. das Vorzeichen von $\sqrt{\mathfrak{w}_t^2}$, 3. das Vorzeichen von $(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})$. Das sind $4 + 1 + 1 = 6$ Bestimmungsstücke, von denen noch eins abgeht, wenn man über den Nullpunkt der Zeitmessung verfügen kann. Im Gegensatz dazu ist eine freie Planwelle durch 8 bzw. 7 Stücke erst bestimmt, nämlich durch $\mathfrak{m}$ und $\mathfrak{w}$ mit den Nebenbedingungen $(\mathfrak{m}\,\mathfrak{w}) = 0$ und $\mathfrak{w}^2 = a$.

Jetzt berechnen wir noch das elektrische Feld und die mittlere Wellenstrahlung in schwach gedämpften Phasenwellen. Aus (1) folgt wegen Gl. (2a) in § 1.

$$(\mathfrak{e}\,[\mathfrak{w}\,\mathfrak{k}]) = 0 \tag{7}$$

und aus (4)

$$a_e(\mathfrak{e}\,\mathfrak{k}) = -(\mathfrak{w}\,[\mathfrak{m}\,\mathfrak{k}]) = -\sqrt{\mathfrak{w}_t^2} \cdot (\mathfrak{m}\,\mathfrak{m})^{1/2} \tag{8}$$

$$\mathfrak{e}_t = \frac{(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})}{a_e}[\mathfrak{m}\,\mathfrak{k}] \tag{9}$$

Da die Tangentialkomponente von $\mathfrak{E}$ stetig sein muß, so muß nach (9) in beiden Wellenflanken $(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})$ dasselbe Vorzeichen haben. Welches, das hängt von der Entstehungsweise der Welle ab. Hier, wo wir uns nur mit der ankommenden Welle beschäftigen, ist es als gegeben anzusehen.

Weiter entwickeln wir unter Berücksichtigung der Divergenzlosigkeit von $\mathfrak{E}$ und $\mathfrak{M}$

$$[\mathfrak{e}\,\mathfrak{m}^*] = \frac{(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})}{a_e}(\mathfrak{m}\,\mathfrak{m}^*)\,\mathfrak{k} + \frac{1}{a_e}\sqrt{\mathfrak{w}_t^2}\,(\mathfrak{m}\,\mathfrak{m})^{1/2}[\mathfrak{m}^*\,\mathfrak{k}]$$

womit wir für die mittlere Strahlung[1]) erhalten

$$\left.\begin{aligned}\overline{\mathfrak{N}} &= V/4 \cdot e^{i(\nu-\nu^* t)} \cdot e^{i(\Phi-\Phi^*)}\{[\mathfrak{e}\,\mathfrak{m}^*] + [\mathfrak{e}^*\,\mathfrak{m}]\} \\ &= V/2 \cdot e^{-2\{\nu'' t - (\mathfrak{w}''\mathfrak{r})\}}\left\{\left(\frac{(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})}{a_e}\right)'(\mathfrak{m}\,\mathfrak{m}^*)\,\mathfrak{k} + \right. \\ &\qquad \left. + \left\{\frac{\sqrt{\mathfrak{w}_t^2}}{a_e}(\mathfrak{m}\,\mathfrak{m})^{1/2}[\mathfrak{m}^*\,\mathfrak{k}]\right\}'\right\}\end{aligned}\right\} \tag{10}$$

Dabei ist die positive oder negative Dämpfung ν'' so klein vorausgesetzt, daß man noch von einem festen Mittelwert der Strahlung reden kann. Eine einmal oder zweimal gestrichene Größe bezeichnet den reellen bzw. imaginären Teil der Größe. Das Vorzeichen von

1) Siehe hierzu: K. Uller, Die Strahlung in einer Welle von elementarer Schwingungsform (Phys. Ztschr. 17, 369, 1916).

Digitized by Google

$\{(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})/a_e\}'$, das, wie wir eben besprochen haben, für uns willkürlich bleibt, ist natürlich unabhängig von den Vorzeichen der Wellenparameter.

Die Zweideutigkeit von $\sqrt{\mathfrak{w}_t^2}$ und die davon unabhängige Zweideutigkeit von $(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})$ lassen in den Beziehungen (8) bis (10) erkennen, daß für denselben magnetischen Wellenvektor $\mathfrak{m}$ vier mögliche Lagen der elektrischen Feldstärke $\mathfrak{E}$ und der Strahlung $\mathfrak{R}$ vorhanden sind, entsprechend den vier möglichen Lagen von $\mathfrak{w}$. Diese Vieldeutigkeit ist keine Unbestimmtheit, deutet vielmehr auf die verschiedenen Entstehungsmöglichkeiten unserer gebundenen Welle hin.

Wir wollen von den beiden nach Gleichung (4) durch $\mathfrak{m}$ bestimmten gleich großen, aber entgegengesetzten möglichen Tangentialkomponenten von $\mathfrak{w}$ nur die eine nehmen, sagen wir: diejenige, die zu dem positiven Wurzelzeichen gehört. Das bedeutet keine Beschränkung, sondern nur eine Vereinfachung der Erörterungen. Die Heranziehung des anderen Wurzelzeichens von $\sqrt{\mathfrak{w}_t^2}$ liefert — bei demselben $\mathfrak{m}$ — die gleiche, aber nach entgegengesetzter Richtung längs T fortlaufende Welle. Wir brauchen also von nun ab lediglich die Wellenfortpflanzungen $(\mathfrak{w})$ und $(\mathfrak{w}_{si})$ zu betrachten, die sich nur durch entgegengesetzte Vorzeichen der Normalkomponenten von $\mathfrak{w}$ unterscheiden. Die Normalkomponente von $\mathfrak{E}$ wird davon nach (8) nicht berührt, dagegen zeigen die Tangentialkomponenten von $\mathfrak{E}$ in beiden möglichen Wellen entgegengesetzte Vorzeichen. Daraus folgt, wie auch Gleichung (10) angibt, daß der Energiefluß durch die T-Ebene in beiden möglichen Wellen entgegengesetzte Richtung hat.

Unsere Gleichungen lassen sowohl die eine als auch die andere Energiebewegung durch die Unstetigkeitsfläche zu. Es hängt von der Entstehung der gebundenen Welle ab, welche Bewegungsrichtung eintritt.

Sind die Unterschiede der magnetischen Erregungskoeffizienten μ klein gegen die der elektrischen ε, was meist der Fall ist, dann dürfen wir dieselben vernachlässigen und $\mu_1 = \mu_2 = \mu$ setzen. Damit geht die Beziehung (2) über in

$$\frac{(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})^2}{a^2} = \frac{1}{a_1 + a_2} = \frac{a_1 + a_2^*}{|a_1 + a_2|^2}.$$

Hieraus folgt

$$\frac{(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})}{a} = \pm\{p_m' - i\,p_m''\} \tag{11}$$

wenn wir abkürzend setzen

Digitized by Google

$$\left.\begin{array}{l} +\sqrt{{}^1/_2\{|a_1+a_2|+(a_1'+a_2')\}}=p_m'\cdot|a_1+a_2|,\\ \text{und}\quad \pm\sqrt{{}^1/_2\{|a_1+a_2|-(a_1'+a_2')\}}=p_m''\cdot|a_1+a_2|\\ \text{je nachdem } (a_1''+a_2'')\gtreqless 0 \text{ ist; für } (a_1''+a_2'')=0 \text{ wird, wenn}\\ (a_1'+a_2')>0 \text{ ist}: p_m'=+1/\sqrt{|a_1'+a_2'|};\quad p_m''=0\\ (a_1'+a_2')<0 \text{ ist}: p_m'=0\quad ;\quad p_m''=\\ \qquad\qquad +1/\sqrt{|a_1'+a_2'|} \end{array}\right\} \quad (12)$$

Weiter wird nun für die zweideutigen Größen $(\mathfrak{w}_1\,\mathfrak{k})$ und $(\mathfrak{w}_2\,\mathfrak{k})$:

$$\left.\begin{array}{l} (\mathfrak{w}_1\mathfrak{k})=\pm\{(a_1'p_m'+a_1''p_m'')+i(a_1''p_m'-a_1'p_m'')\}\\ \qquad\qquad =(\mathfrak{w}_1'\mathfrak{k})+i(\mathfrak{w}_1''\mathfrak{k})\\ (\mathfrak{w}_2\mathfrak{k})=\pm\{(a_2'p_m'+a_2''p_m'')+i(a_2''p_m'-a_2'p_m'')\}\\ \qquad\qquad =(\mathfrak{w}_2'\mathfrak{k})+i(\mathfrak{w}_2''\mathfrak{k}) \end{array}\right\} \quad (13)$$

Wie man sieht, sind in jedem Medium die Vorzeichen von $(\mathfrak{w}'\mathfrak{k})$ und $(\mathfrak{w}''\mathfrak{k})$ fest miteinander verbunden.

Die zweite von vornherein gegebene Größe wird bei gleichen μ

$$\left.\begin{array}{l} \mathfrak{w}_t^2=\dfrac{a_1\cdot a_2}{a_1+a_2}=\dfrac{a_1a_1^*a_2+a_2a_2^*a_1}{|a_1+a_2|^2}\\ \quad =\dfrac{\{|a_1|^2a_2'+|a_2|^2a_1'\}+i\{|a_1|^2a_2''+|a_2|^2a_1''\}}{|a_1+a_2|^2} \end{array}\right\} \quad (14)$$

so daß

$$\sqrt{\mathfrak{w}_t^2}=\pm\{q_m'+iq_m''\} \quad (15)$$

wenn wir abkürzend schreiben

$$\left.\begin{array}{l} +\sqrt{{}^1/_2\{\sqrt{\{|a_1|^2a_2'+|a_2|^2a_1'\}^2+\{|a_1|^2a_2''+|a_2|^2a_1''\}^2}}\\ \qquad\qquad \overline{+\{|a_1|^2a_2'+|a_2|^2a_1'\}\}}=q_m'\cdot|a_1+a_2|\\ \pm\sqrt{{}^1/_2\{\sqrt{\{|a_1|^2a_2'+|a_2|^2a_1'\}^2+\{|a_1|^2a_2''+|a_2|^2a_1''\}^2}}\\ \qquad\qquad \overline{-\{|a_1|^2a_2'+|a_2|^2a_1'\}\}}=q_m''\cdot|a_1+a_2|\gtreqless 0\\ \text{je nachdem } \{|a_1|^2a_2''+|a_2|^2a_1''\}\gtreqless 0 \text{ ist; ist dieser Ausdruck}\\ =0, \text{ so wird, wenn}\\ \{|a_1|^2a_2'+|a_2|^2a_1'\}>0 \text{ ist}:\\ \qquad q_m'=+\sqrt{|a_1|^2a_2'+|a_2|^2a_1'}/|a_1+a_2|;\ q_m''=0\\ \{|a_1|^2a_2'+|a_2|^2a_1'\}<0 \text{ ist}:\\ \qquad q_m'=0;\ q_m''=+\sqrt{|a_1|^2a_2'+|a_2|^2a_1'}/|a_1+a_2| \end{array}\right\} \quad (16)$$

Digitized by Google

Wir merken noch an unter der gleichen Voraussetzung $\mu_1 = \mu_2$

$$(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})/a \cdot (\mathfrak{w}^*\,\mathfrak{k})/a^* = 1/|a_1 + a_2|;\ (\mathfrak{w}_1\,\mathfrak{k})(\mathfrak{w}_2\,\mathfrak{k}) = \mathfrak{w}_t^2 \tag{17}$$

$$\sqrt{\mathfrak{w}_t^2 \cdot \mathfrak{w}_t^{*2}} = |\mathfrak{w}_t^2| = |a_1| \cdot |a_2| / |a_1 + a_2| \tag{18}$$

$$\{(\mathfrak{w}_1\,\mathfrak{k})^2 \cdot \mathfrak{w}_t^{*2}\}' = \{a_1' a_2' + a_1'' a_2''\} |a_1|^2 / |a_1 + a_2|^2 \tag{19}$$

$$\{(\mathfrak{w}_1\,\mathfrak{k})^2 \cdot \mathfrak{w}_t^{*2}\}'' = -\{a_1' a_2'' - a_1'' a_2'\} |a_1|^2 / |a_1 + a_2|^2 \cdot \tag{20}$$

$$(\mathfrak{w}_1\,\mathfrak{w}_2) = (\mathfrak{w}_1\,\mathfrak{k})(\mathfrak{w}_2\,\mathfrak{k}) + \mathfrak{w}_t^2 = 2\,\mathfrak{w}_t^2 \tag{21}$$

Wenn die Unterschiede der Wellenparameter a_1 und a_2 unendlich klein sind gegen a_1, hat man

$$(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})^2 = [\mathfrak{w}\,\mathfrak{k}]^2 = a/2 \tag{22}$$

§ 3. Die Zweimittel-Planwelle zweiter Art.

Bei dieser liegt das elektrische Feld tangential zur T-Ebene, und ist $(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})/a_m$ stetig. Infolgedessen wiederholen sich alle im vorigen Paragraphen entwickelten Formeln und Sätze im Prinzip. Man hat nur durchweg $\mathfrak{e}$ und $\mathfrak{m}$ zu vertauschen und $-a_e$ mit $+a_m$ in den Feldformeln; dagegen $+a_e$ mit $+a_m$ in der Strahlungsformel, was mit dem Vorzeichenwechsel des Vektorproduktes $[\mathfrak{e}\,\mathfrak{m}^*]$ zusammenhängt.

Praktisch stehen diese Wellen denen der ersten Art ganz bedeutend nach, da die Permeabilitäten μ unvergleichlich geringere Unterschiede zeigen als die der Größen ε.

Mit diesen Ausführungen ist die allgemeine Charakterisierung der beiden gebundenen elektromagnetischen Planwellen erschöpft. Wir haben dabei den magnetischen bzw. den elektrischen Wellenvektor als gegeben betrachtet. Es kommt aber auch vor, daß statt dessen das betreffende Wellennormalenpaar gegeben ist.

Wir müssen jetzt noch den Wellenbau im Einzelnen näher kennen lernen. Das ist eine etwas unerquickliche Aufgabe, nicht nur weil die gebundene Welle an sich keine einfache ist, indem in ihr die Isophasennormale $\mathfrak{w}'$ und die Isodynamennormale $\mathfrak{w}''$ keinen gestreckten Winkel miteinander bilden — eine Tatsache, die stets den Wellenbau verwickelt macht —, sondern auch durch die Notwendigkeit, auch negative Werte des Wellenparameters a' in die Erörterung einbeziehen zu müssen. Dazu kommt, daß wir Phasenlose- und Phasenwellen getrennt erörtern müssen. Die Aufgabe ist indessen unumgänglich angesichts der fundamentalen Bedeutung der gebundenen elektromagnetischen Welle, schließlich auch für die Technik. Doch soll nur das wesentliche hervorgehoben werden und zwar für die gebundene Welle erster Art; für

Digitized by Google

die zweiter Art brauchen nur die oben angegebenen Vertauschungen vorgenommen zu werden. In der vorliegenden Arbeit wollen wir die gebundene Phasenwelle abhandeln.

§ 4. Einzelheiten aus dem Bau der Zweimittel-Phasenwelle erster Art.

Wir wollen im folgenden die positive oder negative Dämpfung ν'' der Welle so klein voraussetzen, daß man noch von einer elliptischen Schwingungsform des Feldes reden kann; wir setzen sie nicht geradezu null, um den Einfluß des zeitlichen Anstiegs oder Abfalls in den Formeln erkennen zu lassen.

Nennen wir das Verhältnis $(\mathfrak{M}_{max}{}^2 - \mathfrak{M}_{min}{}^2)/(\mathfrak{M}_{max}{}^2 + \mathfrak{M}_{min}{}^2)$ die Elliptizität ε_m des Schwingungsvektors $\mathfrak{M}$, so ist[1])

$$\varepsilon_m = \frac{|(\mathfrak{m}\,\mathfrak{m})|}{(\mathfrak{m}\,\mathfrak{m}^*)}$$

Damit entwickeln wir aus der Gleichung (4) in § 2 den Skalar

$$(\mathfrak{w}\,\mathfrak{w}^*) = \sqrt{a'^2 + a''^2/\cos^2\vartheta} = \frac{1}{\varepsilon_m}\,|\mathfrak{w}_t{}^2| + |(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})|^2 \tag{1}$$

insbesondere

$$= \frac{1}{\varepsilon_m} \cdot \frac{|a_1|\,|a_2|}{|a_1 + a_2|} + \frac{|a|^2}{|a_1 + a_2|} \tag{1a}$$

für $\mu_1 = \mu_2$; mit ϑ ist der Winkel bezeichnet, den die Isophasennormale $\mathfrak{w}'$ mit der Isodynamennormale $\mathfrak{w}''$ einschließt. Für den Betrag der Isophasennormale haben wir sonach

$$|\mathfrak{w}'| = {}^1\!/_2 \sqrt{(\mathfrak{w} + \mathfrak{w}^*)^2} = \sqrt{{}^1\!/_2 \left\{\frac{1}{\varepsilon_m}\,|\mathfrak{w}_t{}^2| + |(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})|^2 + a'\right\}} \tag{2}$$

und für den Betrag der Isodynamennormale

$$|\mathfrak{w}''| = {}^1\!/_2 \sqrt{-(\mathfrak{w} - \mathfrak{w}^*)^2} = \sqrt{{}^1\!/_2 \left\{\frac{1}{\varepsilon_m}\,|\mathfrak{w}_t^2| + |(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})|^2 - a'\right\}} \tag{3}$$

Weiter brauchen wir

$$(\mathfrak{w}_t'\,\mathfrak{w}_t'') = 1/4\,i \cdot \{\mathfrak{w}_t^2 - \mathfrak{w}_t{}^{*2}\} = {}^1\!/_2 \cdot \{\mathfrak{w}_t^2\}'' \tag{4}$$

ein Wert, der nach Gleichung (14) in § 2 stets null oder negativ ist, weil der Verlöschungsparameter a'' der Welle nicht positiv sein kann[2]).

---

1) K. Uller, Grundlegung der Wellenkinematik I (Phys. Zeitschrift 17, S. 168, 1916).

2) K. Uller, Die elektrische Energiedichte und der Wellenzustand im elektrisch erregungslosen Körper (Phys. Zeitschrift 16, S. 409, 1915).

Digitized by Google

Und schließlich brauchen wir $\sqrt{\mathfrak{w}_i^2}$, welche Größe in Gleichung (4) des § 2 eine Rolle spielt und in den Formeln (15) und (16) ebenda dargestellt ist.

α) Es seien a_1'' und $a_2'' \neq 0$, also beide Körper nicht konservativ. Hinsichtlich der Elliptizität des magnetischen Feldes ist $(\mathfrak{w}\,\mathfrak{w}^*)$ am kleinsten bei Strichpolarisation: $\varepsilon_m = 1$, am größten, nämlich ∞ für den Grenzfall der Kreispolarisation: $\varepsilon_m = 0$. Der Spreizwinkel ϑ des Wellennormalenpaares $\mathfrak{w}$, der in dessen Beträge eingeht, ist sonach von dem magnetischen Felde insofern abhängig, als die magnetische Elliptizität in Frage kommt. Da nun die Normalkomponenten $(\mathfrak{w}'\,\mathfrak{k})$ und $(\mathfrak{w}''\,\mathfrak{k})$ von vornherein durch die Körperparameter festgelegt sind, so folgt hieraus: Mit abnehmender Elliptizität des magnetischen Feldes neigen sich die Wellennormalenpaare immer mehr der T-Ebene zu; es nehmen dabei ab: Die Amplituden, die Phasengeschwindigkeiten und Wellenlängen. Im idealen Grenzfalle, bei Kreispolarisation, würden die Spreizwinkel ϑ rechte Winkel, infolgedessen die Isophasen- und Isodynamengradienten unendlich groß, Amplituden, Phasengeschwindigkeiten und Wellenlängen unendlich klein sein.

β) Es sei der eine Körper konservativ, also $a_1'' = 0$. Dann wird

$$(\mathfrak{w}_1\,\mathfrak{w}_1^*) = \{1/\varepsilon_m \cdot |a_2| + |a_1'|\} \frac{|a_1'|}{|a_1 + a_2|} \tag{1β}$$

Dieser Wert ist selbst bei Strichpolarisation keineswegs gleich $|a_1'|$, wie es nach (1) sein müßte, wenn $\cos\vartheta_1 \neq 0$ wäre. Daraus ist zu schließen, daß in dem konservativen Körper (1) der Spreizwinkel ϑ_1 ein rechter ist. Trotzdem sind die Beträge von $\mathfrak{w}_1'$ und $\mathfrak{w}_1''$ endlich, weil

$$(a_1''/\cos\vartheta_1)^2 = 0/0 = \{1/\varepsilon_m \cdot |a_2| + |a_1'|\}^2 \cdot |a_1'|^2/|a_1 + a_2|^2 - a_1'^2$$

endlich ist.

γ) Sind beide Körper konservativ, also auch $a_2'' = 0$, so wird

$$(\mathfrak{w}_1\,\mathfrak{w}_1^*) = \{1/\varepsilon_m \cdot |a_2'| + |a_1'|\} \frac{|a_1'|}{|a_1' + a_2'|}$$

Also dann sind beide Spreizwinkel ϑ_1 und ϑ_2 rechte Winkel. Die Beträge der $\mathfrak{w}'$ und $\mathfrak{w}''$ jedoch bleiben endlich, eben weil die $a''/\cos\vartheta$ endlich bleiben. Sind insbesondere a_1' und a_2' beide positiv oder beide negativ und ist die Welle strichpolarisiert, dann haben die $a''/\cos\vartheta = 0/0$ den Wert null.

Die Tangentialkomponenten der Wellennormalenpaare stehen rechtwinkelig zueinander, denn nach (4) ist $(\mathfrak{w}_t'\,\mathfrak{w}_t'') = 0$.

Digitized by Google

γ_1) Sind außerdem a_1' und a_2' positiv, so haben wir nach den Beziehungen (12), (13), (15) und (16) in § 2

$$p_m'' = 0 = q_m'', \text{ sonach } (\mathfrak{w}_1'' \mathfrak{k}) = 0 = (\mathfrak{w}_2'' \mathfrak{k}) \text{ und } \{\sqrt{\mathfrak{w}_i^2}\}'' = 0$$

Die $\mathfrak{w}_1''$ und $\mathfrak{w}_2''$ liegen somit tangential und natürlich parallel, und die Spreizwinkel mit $\mathfrak{w}_1'$ bzw. $\mathfrak{w}_2'$ sind rechte. Dabei ist $(\mathfrak{w}_1' \mathfrak{k})/(\mathfrak{w}_2' \mathfrak{k}) = a_1'/a_2'$; die Normalkomponenten von $\mathfrak{w}_1'$ und $\mathfrak{w}_2'$ haben also gleiche Vorzeichen und die Strahlung hat eine Normalkomponente.

γ_2) Sind anderseits a_1' und a_2' negativ, so haben wir

$$p_m' = 0 = q_m', \text{ sonach } (\mathfrak{w}_1' \mathfrak{k}) = 0 = (\mathfrak{w}_2' \mathfrak{k}) \text{ und } \{\sqrt{\mathfrak{w}_i^2}\}' = 0 \,.$$

Jetzt liegen die Isophasennormalen $\mathfrak{w}_1'$ und $\mathfrak{w}_2'$ tangential und parallel, und die Spreizwinkel mit $\mathfrak{w}_1''$ bzw. $\mathfrak{w}_2''$ sind wiederum rechte. Dabei ist $(\mathfrak{w}_1'' \mathfrak{k})/(\mathfrak{w}_2'' \mathfrak{k}) = a_1'/a_2'$; die Normalkomponenten von $\mathfrak{w}_1''$ und $\mathfrak{w}_2''$ haben also gleiche Vorzeichen. Die Strahlung $\overline{\mathfrak{R}}$ verläuft streng tangential.

γ_3) Haben a_1' und a_2' entgegengesetzte Vorzeichen, so liegt noch der Fall (γ_1) bzw. (γ_2) vor, wenn sowohl $a_1' + a_2'$ als auch $a_1'|a_2|^2 + a_2'|a_1|^2$ positiv bzw. negativ ausfallen. Ist dagegen $a_1' + a_2' \gtreqless 0$ und $a_1'|a_2|^2 + a_2'|a_1|^2 \lesseqgtr 0$, so haben wir: $p_m'' = 0 = q_m'$, also $\mathfrak{w}'' = \mathfrak{w}_i''$ und $\{\sqrt{\mathfrak{w}_i^2}\}' = 0$, bzw. $p_m' = 0 = q_m''$, also $\mathfrak{w}' = \mathfrak{w}_i'$; $\{\sqrt{\mathfrak{w}_i^2}\}'' = 0$ und $(\mathfrak{R}\,\mathfrak{k}) = 0$.

Bei Betrachtung der Fälle (γ) bemerken wir, daß trotzdem beide Körper konservativ sind, die Isodynamengradienten $\mathfrak{w}''$ im allgemeinen keineswegs verschwinden, daß also die Amplituden nicht konstant sind, sondern nach bestimmten Richtungen abfallen. Man muß sich eben den Wahn fernhalten, als ob der Faktor $e^{(\mathfrak{w}'' \mathfrak{r})}$ lediglich Wellenlöschung an Ort und Stelle oder in benachbarten Gebieten anzeige. Allein schon die Bedingungen des Zusammenhangs der gebundenen Welle erzwingen in jeder ihrer beiden Flanken eine bestimmte Richtung und Größe der Feldabnahme. Bei der Umbiegung eines einfallenden Strahles in der Grenze zweier konservativen Körper (Totalreflexion) tritt auch eine Feldabnahme ein, die ebenfalls nicht Folge einer Wellenlöschung ist. Während aber dort die Energie im zweiten Mittel seitlich vollständig pendelt, haben wir hier ein unbehindertes, wenn auch an die Unstetigkeitsfläche gebundenes Fortströmen der Energie. Einen ähnlichen Fall wie hier haben wir jüngst an den elastischen Oberflächenwellen kennen gelernt[1]); auch kommt er bei Temperaturwellen vor.

1) K. Uller, Elastische Oberflächen-Planwellen (Annalen der Physik 56, S. 463, 1918).

Digitized by Google

Bei Strichpolarisation der magnetischen Welle, also für $\varepsilon_m = 1$, gibt es zwei beachtenswerte Grenzfälle in einem konservativen Körperpaar. Sind a_1' und a_2' beide positiv, so ist $(\mathfrak{w}\,\mathfrak{w}^*) = |a'|$, also $\mathfrak{w}'' = 0$ und die Welle von der Form

$$\mathfrak{M} = e^{-\nu'' t}\left\{\mathfrak{m}' \cos\{\nu' t - (\mathfrak{w}'\,\mathfrak{r})\} - \mathfrak{m}'' \sin\{\nu' t - (\mathfrak{w}'\,\mathfrak{r})\}\right\}$$

Sind dagegen a_1' und a_2' beide negativ, so ist ebenfalls $(\mathfrak{w}\,\mathfrak{w}^*) = |a'|$, jetzt aber $\mathfrak{w}' = 0$ und die Welle von der Form

$$\mathfrak{M} = e^{-\{\nu'' t - (\mathfrak{w}''\,\mathfrak{r})\}}\{\mathfrak{m}' \cos \nu' t - \mathfrak{m}'' \sin \nu' t\}$$

Mit den Gleichungen (8) und (9) des § 2 läßt sich bilden

$$\left.\begin{aligned} \frac{(\mathfrak{e}\,\mathfrak{k})(\mathfrak{e}^*\,\mathfrak{k})}{(\mathfrak{e}\,\mathfrak{e}^*)} &= \frac{\varepsilon_m \mathfrak{w}_t^2}{\varepsilon_m |\mathfrak{w}_t^2| + |a_e|^2 \left|\frac{(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})}{a_e}\right|^2} \\ \text{insbesondere} & \\ &= \frac{\varepsilon_m |a_1| \cdot |a_2|}{\varepsilon_m |a_1| \cdot |a_2| + |a^2|} \\ \text{für } \mu_1 = \mu_2 & \end{aligned}\right\} \quad (5)$$

Mit abnehmender magnetischer Elliptizität ε_m neigt sich in beiden Wellenflanken das elektrische Feld $\mathfrak{E}$ mehr und mehr der T-Ebene zu, wie das Wellennormalenpaar.

Weiter ist

$$(\mathfrak{m}\,\mathfrak{w}^*) = \sqrt{\mathfrak{w}_t^{2*}}\,(\mathfrak{k}[\mathfrak{m}\,\mathfrak{m}^*])/(\mathfrak{m}^*\,\mathfrak{m}^*)^{1/2} \quad (6)$$

für beide Körper gleich, und

$$(\mathfrak{e}\,\mathfrak{w}^*) = \frac{(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})}{a_e}\sqrt{\mathfrak{w}_t^{*2}}\,\frac{(\mathfrak{m}\,\mathfrak{m}^*)}{(\mathfrak{m}^*\,\mathfrak{m}^*)^{1/2}} - \frac{a^*}{a}\,\frac{(\mathfrak{w}^*\,\mathfrak{k})}{a_e^*}\sqrt{\mathfrak{w}_t^2}\,(\mathfrak{m}\,\mathfrak{m})^{1/2} \quad (7)$$

was nur dann für beide Körper gleich ist, wenn $a_1^*/a_1 = a_2^*/a_2$, also wenn $a_1' a_2'' - a_2' a_1''$ verschwindet.

Mit diesen Formeln wird

$$|(\mathfrak{m}\,\mathfrak{w}^*)|^2 = -\frac{|\mathfrak{w}_t^2|}{\varepsilon_m} \cdot \frac{(\mathfrak{k}[\mathfrak{m}\,\mathfrak{m}^*])^2}{(\mathfrak{m}\,\mathfrak{m}^*)} = |\mathfrak{w}_t^2|\,\frac{1-\varepsilon_m^2}{\varepsilon_m}(\mathfrak{m}\,\mathfrak{m}^*) \quad (8)$$

aber auch $= -(\mathfrak{k}[\mathfrak{w}\,\mathfrak{w}^*])(\mathfrak{k}[\mathfrak{m}\,\mathfrak{m}^*])$ nach Gleichung (6) des § 2; dabei ist

$$-\frac{(\mathfrak{k}[\mathfrak{m}\,\mathfrak{m}^*])^2}{(\mathfrak{m}\,\mathfrak{m}^*)^2} = 4\,\frac{(\mathfrak{k}[\mathfrak{M}_{\max}\,\mathfrak{M}_{\min}])}{\{\mathfrak{M}_{\max}^2 + \mathfrak{M}_{\min}\}^2} = 1 - \varepsilon_m^2 \quad (9)$$

benutzt. Ferner

Digitized by Google

$$|(\mathfrak{e}\,\mathfrak{w}^*)|^2 = \frac{\mu^2}{V^2}\,\frac{\nu\,\nu^*}{a\,a^*}\,(\mathfrak{m}\,\mathfrak{m}^*)\left\{\frac{1+\varepsilon_m^2}{\varepsilon_m}\,|(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})|^2\,|\mathfrak{w}_t^2| - 2\,\{(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})^2\,\mathfrak{w}_t^{*\,2}\}'\right\} \tag{10}$$

Für die elektrische Elliptizität erhalten wir

$$\varepsilon_e = \frac{|a|}{|(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})|^2 + \varepsilon_m\,|\mathfrak{w}_t^2|}\cdot\varepsilon_m \tag{11}$$

unabhängig von der Richtung des Energieübergangs und dem Umlaufsinn der magnetischen Schwingung. Bei gleicher Permeabilität ($\mu_1 = \mu_2$) wird hieraus

$$\varepsilon_{e1} = \frac{|a_1 + a_2|}{|a_1| + \varepsilon_m\,|a_2|}\cdot\varepsilon_m;\qquad \varepsilon_{e2} = \frac{|a_1 + a_2|}{|a_2| + \varepsilon_m\,|a_1|}\cdot\varepsilon_m \tag{11a}$$

Schwingt das magnetische Feld geradlinig ($\varepsilon_m = 1$), so ist die elektrische Elliptizität in beiden Flanken gleich. Ebenso im Grenzfall, daß das magnetische Feld kreispolarisiert ist ($\varepsilon_m = 0$).

Daß die Elliptizität des tangentialen elektrischen Feldes stets mit der des magnetischen übereinstimmt, läßt die Gleichung (9) des § 2 unmittelbar erkennen. Auch decken sich die Ellipsenachsen; es besteht aber ein Phasenunterschied.

Weiter bilden wir den Ausdruck für die mittlere magnetische Energiedichte

$$\overline{W_m} = \mu\,\overline{\mathfrak{M}^2} = \mu/4\cdot e^{-2\{\nu''t-(\mathfrak{w}''\mathfrak{r})\}}\cdot(\mathfrak{m}\,\mathfrak{m}^*) \tag{12}$$

und den für die mittlere elektrische Energiedichte

$$\overline{W_e} = p\cdot\overline{\mathfrak{E}^2} = \frac{p\cdot\mu}{|a|^2}\,\frac{\nu\,\nu^*}{V^2}\,\{|(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})|^2 + \varepsilon_m\,|[\mathfrak{w}\,\mathfrak{k}]|^2\}\,\overline{W_m}, \tag{13}$$

der mit Einführung der elektrischen Elliptizität ε_e übergeht in

$$\overline{W_e} = \frac{p\cdot\mu}{|a|}\,\frac{\nu\,\nu^*}{V^2}\,\frac{\varepsilon_m}{\varepsilon_e}\,\overline{W_m},$$

worin p ein positiver Skalar ist, der in sehr verwickelter Weise von den elektrischen Polarisationen beeinflußt ist. (Daß p keineswegs identisch ist mit ε', dem reellen Teil des elektrischen Erregungskoeffizienten ε, der sogenannten Dielektrizitätskonstante, habe ich an anderer Stelle[1]) nachgewiesen.) Für die lokale Extinktion findet man

$$\operatorname{div}\overline{\mathfrak{R}} = 2\left\{\frac{\nu'\,a' + \nu''\,a'}{|a|}\cdot\frac{\varepsilon_m}{\varepsilon_e} - \nu''\right\}\overline{W_m}. \tag{14}$$

---

1) K. Uller, Die elektrische Energiedichte usw. (Phys. Zeitschrift 16, S. 409, 1915).

Digitized by Google

Einfluß der magnetischen Elliptizität.

Alle Feldausdrücke zeigen den gemeinschaftlichen Faktor

$$e^{-\{\nu'' t - (\mathfrak{w}'' \mathfrak{r})\}}$$

sind somit nach (3) alle von der Elliptizität des magnetischen Feldes abhängig, mindestens in dieser Form. Für die elektrischen Energiedichten, die lokalen Extinktionen und die Tangentialkomponenten der Strahlungen ist die magnetische Elliptizität von doppelter Bedeutung: Was die Strahlungen anbelangt, so werden einmal die der T-Ebene parallelen Komponenten im Verhältnis zur Normalkomponente um so kleiner, je kleiner die Elliptizität ε_m ist — man beachte den Faktor $(\mathfrak{m}\,\mathfrak{m})^{1/2}$ — so daß mit abnehmender Elliptizität die Richtung der Strahlung in jeder Wellenflanke sich der Flächennormale nähert, andererseits zeigt der Faktor $e^{2(\mathfrak{w}'' \mathfrak{r})}$ an, daß mit abnehmender Elliptizität die Strahlung rapid abnimmt, eben weil die Felder an Intensität rapid abnehmen. Im Grenzfall, bei magnetischer Kreispolarisation, würde auch das elektrische Feld tangential liegen, zirkular schwingen. Die Amplituden wären aber für beide unendlich klein, natürlich auch die Strahlung, deren Richtung dann normal zur Fläche wäre. Für die elektrischen Energiedichten beiderseits der T-Ebene gilt ähnliches: Die Dichten sind relativ am größten bei Strichpolarisation des magnetischen Feldes. Mit abnehmender Elliptizität ε_m nehmen sie beständig ab derart, daß sie sich immer mehr einander angleichen bis zum Werte null, dem sie sich bis zur Kreispolarisation ($\varepsilon_m = 0$) nähern können. Entsprechendes gilt für die lokalen Extinktionen.

Die Strahlung geht im allgemeinen nicht in Richtung des Isophasengradienten $\mathfrak{w}'$, auch nicht bei Strichpolarisation des magnetischen Feldes. Auch lehrt der Ausdruck

$$(\mathfrak{k}[\overline{\mathfrak{R}}, \mathfrak{w} + \mathfrak{w}^*]) = i(\mathfrak{k}[\mathfrak{m}\,\mathfrak{m}^*])\left\{\frac{\mathfrak{w}_t^{*2}}{a_e^*}\right\}'' \cdot e^{-2\{\nu'' t - (\mathfrak{w}'' \mathfrak{r})\}} \tag{15}$$

daß Strahlung, Isophasengradient und Flächenlot nur dann komplanar sind, wenn das magnetische Feld geradlinig oder kreisförmig schwingt, oder wenn

$$\nu'\{a_1' a_2'' - a_1'' a_2'\} + \nu''\{a_1' a_2' + a_1'' a_2''\}$$

verschwindet. Ferner ist $(\mathfrak{k}[\overline{\mathfrak{R}}_1 \overline{\mathfrak{R}}_2])$ proportional

$$i\,\frac{(\mathfrak{k}[\mathfrak{m}\,\mathfrak{m}^*])}{(\mathfrak{m}\,\mathfrak{m}^*)}(\mathfrak{m}\,\mathfrak{m}^*)^3\,|\mathfrak{w}_t^2|\left\{\frac{1}{a_1^* a_2}\right\}'' \varepsilon_m \tag{16}$$

Digitized by Google

Die Strahlungen in beiden Wellenflanken sind mit dem Flächenlot nur dann komplanar, wenn das magnetische Feld geradlinig schwingt, oder wenn $a_1' a_2'' - a_1'' a_2'$ verschwindet. Demnach divergieren im allgemeinen die tangentiellen Energieflüsse beiderseits der T-Ebene. Über den Abweichungssinn entscheidet das Vorzeichen von Gleichung (16). Man sieht, daß neben dem Vorzeichen von $\{1/a_1^* a_2\}''$ der Rotationssinn des magnetischen Feldes eine Rolle spielt.

Die Tangentialkomponente der Wellenstrahlung enthält nach § 2 Gleichung (10) den in beiden Mitteln verschiedenen Faktor $1/a_\iota$. Die Unstetigkeit der Tangentialstrahlung beiderseits der T-Ebene kann daher sehr groß sein. Schwingt das magnetische Feld geradlinig, so liegt $\overline{\mathfrak{R}}_t$ stets rechtwinklig zu demselben. Es kann der mittlere Energiefluß $\overline{\mathfrak{R}}_t$ verschwinden in fortlaufender Wellenflanke, nämlich wenn

$$[\mathfrak{m}\,\mathfrak{m}^*] = 0; \quad \nu'' = 0; \quad \{\sqrt{[\mathfrak{w}\,\mathfrak{k}]^2}/a\}' = 0 \tag{17}$$

also gemäß § 2 Gleichung (15) $a' q_m' + a'' q_m'' = 0$ ist, was nach Gleichung (16) ebenda negatives a' verlangt. Unter diesen Bedingungen pendelt nämlich dieser Energiefluß vollkommen, weil die Normalkomponente des elektrischen Feldes gegen das magnetische Feld den Phasenvorsprung $\pi/2$ hat.

Die stetige Normalkomponente der Wellenstrahlung ist nur im Amplitudenfaktor $e^{(\mathfrak{w}''\mathfrak{r})}$ vom Polarisationszustand des magnetischen Feldes abhängig. Auch der mittlere Energiefluß durch die T-Ebene hindurch kann verschwinden, nämlich wenn $\nu' p_m' - \nu'' p_m'' = 0$ ist nach den Gleichungen (10), (11) in § 2. Dann beträgt der Phasenunterschied zwischen der Tangentialkomponente des elektrischen Feldes und dem magnetischen $\pi/2$, infolgedessen der Energiefluß durch die T-Ebene vollkommen pendelt, oder aber: es existiert keine Tangentialkomponente von $\mathfrak{E}$. Letzteres trifft zu, wenn $1/\sqrt{|a_1 + a_2|} = 0$ ist, also wenn eine der Größen $a_1' \, a_1'' \, a_2' \, a_2''$ sich den Werten $\pm \infty$ nähert, in welchem Falle die Strahlung so gut wie vollständig im anderen Mittel verläuft. Die Bedingungen für das vollkommene Pendeln der Energie normal zur T-Ebene sind erfüllt für

$$\nu'' = 0; \; p_m' = 0 \tag{18}$$

also wenn wir nach Gleichung (12) in § 2 haben: $a_1'' + a_2'' = 0$ und $a_1' + a_1' < 0$. Beide Komponenten der Strahlung in der Flankenwelle des ersten Mittels verschwinden, wenn nach den Gleichungen (1a) und (2) neben den Bedingungen $\nu'' = 0$; $a_1'' = 0$; $a_1' = 0$ noch die

Digitized by Google

folgenden: $\varepsilon_m = 1$; $a_2'' = 0$; $a_2' < 0$ erfüllt sind, womit $a''/\cos\vartheta = 0$ wird, also keine Phasengefälle vorhanden sind. In einem der benachbarten Körper allein kann sonach niemals die Strahlung verschwinden, sondern nur in beiden zugleich und zwar nur dann, wenn beide konservativ sind und dabei negative erste Wellenparameter aufweisen. Außerdem noch muß die magnetische Welle permanent und strichpolarisiert schwingen, was übrigens nach Gleichung (11a) dann auch für die elektrische Welle zutrifft. Ein Nichtleiterpaar mit negativen ersten Wellenparametern spielt deshalb für bimediäre strichpolarisierte und permanente Wellen die Rolle eines Isolators.

Bedingungen für die Einfachheit der gebundenen Welle.

Wir bilden

$$\left.\begin{array}{c} -[\mathfrak{w}\,\mathfrak{w}^*] = \\ -2\{(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})^2[\mathfrak{w}^*\,\mathfrak{k}]^2\}' + 2|(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})|^2 \cdot |[\mathfrak{w}\,\mathfrak{k}]^2| \dfrac{1}{\varepsilon_m} + |[\mathfrak{w}\,\mathfrak{k}]^2|^2 \dfrac{1-\varepsilon_m^2}{\varepsilon_m^2} \end{array}\right\} \tag{19}$$

Hat einer der beiden nachbarlichen Körper den Wellenparameter null, so verschwindet in beiden der Spreizvektor $[\mathfrak{w}''\,\mathfrak{w}']$ des Wellennormalenpaares, welches auch die magnetische Elliptizität sei. Ist das nicht der Fall, dann kann im allgemeinen der Spreizvektor nicht verschwinden, da die Rotationsachsen von $\mathfrak{M}$ und $\mathfrak{E}$ nur dann zusammenfallen, wenn beide kreisförmig schwingen. Es bleibt also für das Verschwinden des Spreizvektors nur noch die Möglichkeit, daß die magnetische Rotationsachse nicht besteht, also $\mathfrak{M}$ geradlinig schwingt. Dazu liefert nun (19) die Bedingung $|a_1| \cdot |a_2| = a_1' a_2' + a_1'' a_2''$, was nur erfüllbar ist, wenn $a_1' a_2'' - a_2' a_1''$ verschwindet. Nur unter diesen Umständen schwingt neben $\mathfrak{M}$ auch $\mathfrak{E}$ in beiden Mitteln geradlinig und transversal; beide Vektoren stehen senkrecht zueinander und die Strahlung geht in Richtung der Isophasennormale. Letzteres ist auch der Fall, wenn $\nu' a'' - \nu'' a' = 0$ und $(\mathfrak{m}\,\mathfrak{w}^*)$ verschwindet, also $\varepsilon_m = 1$ ist.

Es ist mitunter vorteilhaft, den Wellenzustand parallel und normal zur T-Ebene gesondert zu betrachten. Da $(\mathfrak{w}\,\mathfrak{r}) = (\mathfrak{w}_t\,\mathfrak{r}) + (\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})(\mathfrak{k}\,\mathfrak{r})$, mißt für $(\mathfrak{w}_t\,\mathfrak{r}) = \text{const}$, also in Richtung des Flächenlots, den Phasenverlauf: $(\mathfrak{w}'\,\mathfrak{k})$ und den relativen Amplitudenabfall: $(\mathfrak{w}''\,\mathfrak{k})$, welch' beide unabhängig sind von der Elliptizität der Welle. Die wichtige Frage, ob und unter welchen Umständen unsere Zweimittelwelle verdichtet längs der T-Fläche läuft, läßt sich vorläufig nicht beantworten. Immer-

Digitized by Google

hin läßt sich sagen: in jeder Wellenflanke ist der Amplitudenabfall in das betreffende Mittel hineingerichtet, wenn $(\mathfrak{w}_1'' \mathfrak{k})$ und $(\mathfrak{w}_2'' \mathfrak{k})$ entgegengesetzte Vorzeichen haben, was bei in beiden Wellenflanken gleichem Vorzeichen von $(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})$ sehr wohl möglich ist. Eine beiderseitige Amplitudenabnahme von der T-Ebene weg liegt sonach vor, wenn

$$\left.\begin{aligned} -1/4\{(\mathfrak{w}_1 \mathfrak{k}) - (\mathfrak{w}_1{}^* \mathfrak{k})\}\{(\mathfrak{w}_2 \mathfrak{k}) - (\mathfrak{w}_2{}^* \mathfrak{k})\} &= \\ -1/2\{[\mathfrak{w}\,\mathfrak{k}]^2\}' + 1/2\{(\mathfrak{w}_1 \mathfrak{k})(\mathfrak{w}_2{}^* \mathfrak{k})\}' \end{aligned}\right\} \quad (20)$$

also insbesondere für $\mu_1 = \mu_2$

$$= \frac{1}{2|a_1 + a_2|^2}\{|a_1 + a_2|\{a_1' a_2' + a_1'' a_2''\} - |a_1|^2 a_2' - |a_2|^2 a_1'\} < 0$$

ist. Diese von der besonderen Beschaffenheit der Planwelle unabhängige Bedingung ist sicher nicht erfüllt, wenn a_1' und a_2' negativ sind.

Für $(\mathfrak{k}\,\mathfrak{r}) =$ const., also parallel der T-Ebene, mißt $\mathfrak{w}_t'$ das Phasengefälle und $\mathfrak{w}_t''$ das Amplitudengefälle. Wir erhalten mit Benutzung der magnetischen Elliptizität ε_m

$$|\mathfrak{w}_t'| = \sqrt{{}^1/_2\left\{\frac{1}{\varepsilon_m}|\mathfrak{w}_t^2| + \{\mathfrak{w}_t^2\}'\right\}} \quad (21)$$

$$|\mathfrak{w}_t''| = \sqrt{{}^1/_2\left\{\frac{1}{\varepsilon_m}|\mathfrak{w}_t^2| - \{\mathfrak{w}_t^2\}'\right\}} \quad (22)$$

Hieraus folgt in Hinblick auf die Darstellung von $\mathfrak{w}_t^2$ in Gleichung (14) des § 2: Bei gegebener Elliptizität des magnetischen Feldes machen positive a_1' und a_2' den Amplitudenabfall $|\mathfrak{w}_t''|$ klein, negative a_1' und a_2' dagegen groß. Das gerade umgekehrte gilt für den Phasenabfall $|\mathfrak{w}_t'|$ und somit auch für Phasengeschwindigkeit und Wellenlänge, längs der T-Ebene gemessen. Bei positiven a_1' und a_2' sind also diese Phasengeschwindigkeiten groß, bei negativen klein. Sind beide Körper konservativ, so besteht bei positiven Werten von a_1' und a_2' ein tangentielles Amplitudengefälle nur dann, wenn das magnetische Feld nicht strichpolarisiert ist.

Wir kehren nochmals zur Wellenstrahlung zurück, um den Grad der Energiependelung zu studieren. Aus dem Bildungsgesetz der Strahlung $\mathfrak{R} = V[\mathfrak{E}\,\mathfrak{M}]$ nimmt in einem harmonisch schwingenden Felde die mittlere Strahlung die Form an

$$\begin{aligned} \bar{R} = V/2 \cdot e^{-2\nu'' t}\{\cos(\varphi_e - \varphi_m)\{[\mathfrak{E}_{max}\,\mathfrak{M}_{max}] + [\mathfrak{E}_{min}\,\mathfrak{M}_{min}]\} \\ - \sin(\varphi_e - \varphi_m)\{[\mathfrak{E}_{min}\,\mathfrak{M}_{max}] - [\mathfrak{E}_{max}\,\mathfrak{M}_{min}]\}\} \end{aligned}$$

Digitized by Google

worin φ_e und φ_m die Phasen von $\mathfrak{E}$ und $\mathfrak{M}$ bedeuten. Für die Tangentialstrahlung in unserer bimediären Welle liefert sie

$$\overline{\mathfrak{R}}_t = -V/2 \cdot (\mathfrak{E}\mathfrak{k})_{\max} \{\cos(\varphi_e - \varphi_m) [\mathfrak{M}_{\max}\,\mathfrak{k}] + \sin(\varphi_e - \varphi_m) [\mathfrak{M}_{\min}\,\mathfrak{k}]\} \quad (23)$$

Der hierin auftretende Phasenvorsprung der Normalkomponente des elektrischen Feldes gegen das magnetische hat den vom Wellenbau unabhängigen Wert

$$\varphi_e - \varphi_m = \frac{i}{2} \log \sqrt{\frac{a^2\,\mathfrak{w}_t^{*2}}{a^{*2}\,\mathfrak{w}_t^2}} = \operatorname{arctg} \frac{a'\,q_m'' - a''\,q_m'}{a'\,q_m' + a''\,q_m''} + \left.\begin{matrix} 0 \\ \pi \end{matrix}\right\} \quad (24)$$

je nach dem $a'\,q_m' + a''\,q_m'' \gtreqless 0$ ist, welch letzteres nur möglich ist, wenn a' hinreichend groß negativ ist. Weiter ist unter Benutzung von Gleichung (8) in § 2

$$(\mathfrak{E}_{\max}\,\mathfrak{k}) = e^{(\mathfrak{w}''\mathfrak{r})} \sqrt{(\mathfrak{e}\,\mathfrak{k})(\mathfrak{e}^*\,\mathfrak{k})} = e^{(\mathfrak{w}''\mathfrak{r})} \frac{1}{a_e\,a_e^*} \sqrt{\frac{|a_1|\,|a_2|}{|a_1 + a_2|}} \cdot \sqrt{(\mathfrak{m}\,\mathfrak{m}^*)\,\varepsilon_m} \quad (25)$$

Bei gegebenem $\mathfrak{M}_{\max}$ und $\mathfrak{M}_{\min}$ wird nun $\overline{\mathfrak{R}}_t$ möglichst groß oder klein, wenn der Ausdruck (25) möglichst groß bzw. klein ist. Außerdem spielt aber noch der Phasenunterschied (24) eine Rolle. Weicht die Elliptizität des magnetischen Feldes nicht viel von Strichförmigkeit ab, so entscheidet $\cos(\varphi_e - \varphi_m)$ über das Maß der Pendelung der Energie. Ist der arctg in (24) nahezu null, so findet kaum ein Rückfluß der Energie innerhalb einer Periode parallel der T-Ebene statt; ist er hingegen nahezu $\pi/2$ oder $3\pi/2$, so fließt tangentiell Energie kaum ab. Dabei können die Verhältnisse in jeder der beiden Wellenflanken ganz verschieden liegen. Denn nicht nur ist an T

$$(\mathfrak{E}_1\,\mathfrak{k})_{\max} : (\mathfrak{E}_2\,\mathfrak{k})_{\max} = |a_2| : |a_1|$$

was sehr unterschiedlich ausfallen kann, es ist auch der Phasenunterschied zwischen den elektrischen Normalkomponenten keineswegs null, vielmehr

$$\varphi_{e1} - \varphi_{e2} = \frac{i}{2} \log \frac{a_1\,a_2^*}{a_1^*\,a_2} = \operatorname{arctg} \frac{a_1'\,a_2'' - a_2'\,a_1''}{a_1'\,a_2' + a_1''\,a_2''} + \left.\begin{matrix} 0 \\ \pi \end{matrix}\right\} \quad (26)$$

je nachdem $a_1'\,a_2' + a_1''\,a_2'' \gtreqless 0$ ist.

Auch in der Normalkomponente $(\mathfrak{R}\,\mathfrak{k})$ der Wellenstrahlung findet im allgemeinen eine mehr oder weniger große Pendelung der Energie statt. Sie hängt ab von dem Phasenvorsprung des tangentialen elektrischen Feldes gegen das magnetische, der den Wert hat

$$\varphi_{et} - \varphi_m = {}^1/_2 \operatorname{arctg} \frac{-(a_1'' + a_2'')}{a_1' + a_2'} + \left.\begin{matrix} 0 \\ \pi/2 \end{matrix}\right\} \quad (27)$$

je nachdem $a_1' + a_2' \gtreqless 0$ ist.

Digitized by Google

Die Pendelung verschwindet vollständig, wenn

$$a_1'' + a_2'' = 0 \text{ und } a_1' + a_2' > 0 \tag{27a}$$

ausfällt, womit ein Gegenstück zu der oben ausgesprochenen Bedingung (18) für vollkommene Pendelung aufgestellt ist.

Wir wollen jetzt den Winkel berechnen, den $\mathfrak{E}_{max}$ mit dem Flächenlot $\mathfrak{k}$ macht. Es ist

$$[\mathfrak{E}_{max}\,\mathfrak{k}]^2 = e^{2(\mathfrak{w}''\mathfrak{r})}\frac{(\mathfrak{m}\,\mathfrak{m}^*)}{2}\left\{\left|\frac{(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})}{a_e}\right|^2 + \varepsilon_m\left\{\frac{a}{|a|}\left(\frac{(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})}{a_e}\right)^2\right\}'\right\}$$

und

$$\mathfrak{E}_{max}{}^2 = e^{2(\mathfrak{w}''\mathfrak{r})}\frac{(\mathfrak{m}\,\mathfrak{m}^*)}{2}\left\{\left|\frac{(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})}{a_e}\right|^2 + \frac{\varepsilon_m}{a_e\,a_e^*}\left\{1 + \frac{|\mathfrak{w}_r^2|}{|a|}\right\}\right\}$$

somit bei gleichen Permeabilitäten für das erste Mittel

$$\sin^2(\mathfrak{E}_{1\,max};\mathfrak{k}) = \frac{|a_1|\cdot|a_1 + a_2| + \varepsilon_m\{|a_1|^2 + a_1'\,a_2' + a_1''\,a_2''\}}{|a_1 + a_2|\cdot\{|a_1| + \varepsilon_m(|a_1 + a_2| + |a_2|)\}} \tag{28}$$

Man sieht, es kann $\mathfrak{E}_{1\,max}$ nur dann mit dem Flächenlot zusammenfallen, wenn $|a_1|$ oder $1/|a_1 + a_2|$ verschwindet. Nun wollen wir untersuchen, wann $\mathfrak{E}_{max}$ und $\mathfrak{M}_{max}$ senkrecht zueinander stehen können. Wir haben

$$(\mathfrak{E}_{max}, \mathfrak{M}_{max}) = -\,e^{2(\mathfrak{w}''\mathfrak{r})}/\sqrt{|a|}\cdot\frac{i}{2}(\mathfrak{k}\,[\mathfrak{m}\,\mathfrak{m}^*])\left\{\sqrt{a}\,\frac{(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})}{a_e}\right\}'' \tag{29}$$

ein Ausdruck, der nur verschwinden kann, wenn

1) $\mathfrak{M}$ geradlinig schwingt. Dann muß nach dem Gleichungssystem für eine Welle $\mathfrak{w}$ sowohl als $\mathfrak{E}$ in einer Ebene liegen, die senkrecht zu $\mathfrak{M}$ steht und somit auch das Flächenlot $\mathfrak{k}$ enthält. Ferner wenn

$$1/\sqrt{|a|}\cdot\{\sqrt{a}(\mathfrak{w}\,\mathfrak{k})/a_e\}''$$

verschwindet, also wenn

2) $a_1'\,a_2'' - a_2'\,a_1'' = 0$ ist, oder wenn

3) der Wellenparameter a des einen oder anderen Körpers $\pm\infty$ ist.

In der Trennungsebene existiert eine Welle elektrischer Flächenladung, die durch den Sprung der Normalkomponente der elektrischen Erregung $\varepsilon\,\mathfrak{E}$ gegeben ist. Hier müssen wir nun aber zwischen dem elektrischen Erregungskoeffizienten ε und dem Gesamtströmungskoeffizienten $\varepsilon - i\,\lambda/\nu = \varepsilon$, worin λ das Leitvermögen, unterscheiden, welcher in dem Wellenparameter a_e auftritt. Wir haben das in der

Digitized by Google

Formel (3) des § 1 unterlassen, um nicht die Symmetrie mit $a_m = \nu \mu / V$ zu stören und um nicht schwerfällige Ausdrücke mitzuschleppen. Es ist also in Wahrheit $a_e = \bar{\varepsilon}\, \nu / V$. Somit wird die Flächenladung

$$\varepsilon_2 (\mathfrak{E}_2\, \mathfrak{k}) - \varepsilon_1 (\mathfrak{E}_1\, \mathfrak{k}) = \frac{1}{2} \left\{ \left(\frac{\varepsilon_2}{\bar{\varepsilon}_2} - \frac{\varepsilon_1}{\bar{\varepsilon}_1} \right) \bar{\varepsilon} (\mathfrak{e}\, \mathfrak{k}) \cdot e^{i \{ \nu t - (\mathfrak{w}\, \mathfrak{r}) \}} + \cdot \cdot \cdot \right\}$$

Mit Benutzung von Gleichung (8) und (20) im § 2 hat man für den Betrag der Flächenladung

$$\left| \frac{\varepsilon_2}{a_{e2}} - \frac{\varepsilon_1}{a_{e1}} \right| \cdot \frac{|a_1|\, |a_2|}{|a_1 + a_2|} \cdot \sqrt{\varepsilon_m (\mathfrak{m}\, \overline{\mathfrak{m}^*})} \cdot e^{-\{ \nu'' t - (\mathfrak{w}''\, \mathfrak{r}) \}} \tag{30}$$

Er hängt in doppelter Weise von der magnetischen Elliptizität ab, indem $\mathfrak{w}''$ auch ε_m enthält.

Die Ladung verschwindet, wenn beide Körper nicht leiten, oder wenn der Grenzfall der Kreispolarisation vorliegt.

Bei der Berechnung von Gangunterschieden ist maßgebend die Phasengeschwindigkeit ω bzw. die Wellenlänge λ. Sie sind zu berechnen[1]) aus

$$\frac{2\pi}{\nu'}\, \omega = \lambda = 2\pi \frac{|\bar{\mathfrak{R}}|}{|(\bar{\mathfrak{R}}\, \mathfrak{w}')|} \tag{31}$$

Meist können wir in unserer gebundenen Welle die Normalkomponente der Wellenstrahlung vernachlässigen und somit Phasengeschwindigkeit und Wellenlänge längs des tangentialen Energieflusses messen. Nun ist nach den Gleichungen (4) und (10) in § 2

$$\bar{\mathfrak{R}}_t^2 \text{ proportional} \{ 2\, |\mathfrak{w}_t^2|\, a_e\, a_e^* + \varepsilon_m [\mathfrak{w}_t^2\, a_e^{*2} + \mathfrak{w}_t^{2*}\, a_e^2] \}\, \varepsilon_m \frac{(\mathfrak{m}\, \mathfrak{m}^*)^2}{a_e\, a_e^{*2}}$$

und

$$(\bar{\mathfrak{R}}_1, \mathfrak{w}_t + \mathfrak{w}_t^*) \text{ proport.} \{ a_e\, \mathfrak{w}_t^{*2} + a_e^*\, \mathfrak{w}_t^2 + \varepsilon_m\, |\mathfrak{w}_t^2|\, (a_e + a_e^*) \} \frac{(\mathfrak{m}\, \mathfrak{m}^*)}{a_e\, a_e^*}$$

Somit wird insbesondere für $\mu_1 = \mu_2$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\nu'}\, \omega = 2\pi \sqrt{2\, \varepsilon_m} \cdot \frac{\sqrt{|\mathfrak{w}_t^2|\, a\, a^* + \varepsilon_m \{ a^{*2}\, \mathfrak{w}_t^2 \}'}}{\{ a^*\, \mathfrak{w}_t^2 \}' + \varepsilon_m\, |\mathfrak{w}_t^2|\, a'} \tag{32}$$

Man erkennt, in welch bedeutendem Maße Phasengeschwindigkeit und Wellenlänge von der Elliptizität der Welle abhängig sind.

Nur wenn a proportional ν^2, ist bei permanenten Schwingungen die Phasengeschwindigkeit von der Wellenfrequenz unabhängig.

1) K. Uller, Die kinematische, die physikalische Welle (Jahrbuch 1915, S. 438).

Digitized by Google

Welchen Einfluß, so fragen wir jetzt, hat der Umlaufsinn des magnetischen Feldes?

Die elektrischen Hauptfeldlinien $\mathfrak{E}_h$ sind diejenigen Linien [1]), die nicht umbiegen und zu ihrer Unstetigkeitsfläche zurücklaufen; für ihre Richtung $[[\mathfrak{e}''\mathfrak{e}']\mathfrak{w}']$ ist die Lage der Schwingungsellipse in der Schwingungsebene gleichgültig. Wir wollen feststellen, unter welchen Umständen diese Linien in bezug auf die Fortpflanzungsrichtung der gebundenen Welle vornüber oder hintenüber geneigt sind. Für den meist vorkommenden Fall, daß die Rotationsachse von $\mathfrak{E}$ in der Unstetigkeitsfläche liegt, ist das Vorzeichen von $(\mathfrak{w}'\mathfrak{k})$ maßgebend wie leicht aus einer Figur zu entnehmen ist, wenn man $\mathfrak{E}_h \perp \mathfrak{w}'$ beachtet. Ist das Flächenlot $\mathfrak{k}$ von (1) nach (2) gerichtet, so finden wir

$$\text{je nachdem } (\mathfrak{w}_1'\mathfrak{k}) \gtrless 0, \text{ ist } \mathfrak{E}_{1h} \begin{matrix}\text{vorwärts}\\ \text{rückwärts}\end{matrix} \text{ geneigt;}$$

$$\text{je nachdem } (\mathfrak{w}_2'\mathfrak{k}) \gtrless 0, \text{ ist } \mathfrak{E}_{2h} \begin{matrix}\text{rückwärts}\\ \text{vorwärts}\end{matrix} \text{ geneigt.}$$

Gemäß Gleichung (12) § 2 stehen somit im Falle $a_1'' = 0 = a_2''$; $a_1' + a_2' < 0$ die elektrischen Hauptfeldlinien in beiden Flanken senkrecht zur Unstetigkeitsfläche.

Ist nur $a_1'' = 0$, dann hat man

$$(\mathfrak{w}_1'\mathfrak{k}) = \pm\, a_1' p_m'; \quad (\mathfrak{w}_2'\mathfrak{k}) = \pm\,\{a_2' p_m' + a_2'' p_m''\}$$

worin $a_2'' < 0$ sowie $p_m' > 0$ und $p_m'' < 0$ ist.

Alle diejenigen Ausdrücke, in welche von dem magnetischen Feld nur die magnetische Energie oder die Elliptizität eingehen, sind vom Umlaufsinn unabhängig. Das ist bei den meisten entwickelten Beziehungen der Fall. Es gilt auch für die Winkel, welche die Wellennormalenpaare, die elektrischen Hauptfeldlinien, sowie die Rotationsachse des elektrischen Feldes mit dem Flächenlot bilden. Dagegen sind vom Umlaufsinn des magnetischen Feldes abhängig die Tangentialkomponenten des Wellennormalenpaares, des elektrischen Feldes und der Strahlung. Ersetzen wir in Gleichung (4) des § 2 $\mathfrak{m}$ durch $\mathfrak{m}^*$, wodurch lediglich der Umlaufsinn von $\mathfrak{M}$ umgekehrt wird, so weisen $\mathfrak{w}_t'$ und $\mathfrak{w}_t''$ in andere Richtungen, und demzufolge auch die Tangentialkomponente des elektrischen Feldes und der Strahlung, wogegen ihre Beträge ungeändert bleiben. Bezeichnen wir die neue Richtung der Tangentialstrahlung mit $\bar{\mathfrak{R}}_t'$, so haben wir für den Sinus des Winkels derselben mit der ursprünglichen Richtung

1) am eben angezogenen Ort.

Digitized by Google

$$\frac{[\overline{\mathfrak{R}}_t \overline{\mathfrak{R}}']}{\overline{\mathfrak{R}}_t^2} = \frac{2\sqrt{1-\varepsilon_m^2}\{\mathfrak{w}_t^2/a_e^2 - \mathfrak{w}_t^{2*}/a_e^*\}/2i}{\varepsilon_m\{\mathfrak{w}_t^2/a_e^2 + \mathfrak{w}_t^2/a_e^{*2}\} + 2|\mathfrak{w}_t^2|/a_e a_e^*}\,\mathfrak{k} \tag{33}$$

Mit abnehmender Elliptizität ε_m wächst dieser Winkel bis zum Werte $\{\mathfrak{w}_t^2/a_e^2 - \mathfrak{w}_t^{2*}/a_e^{*2}\}:2i|\mathfrak{w}_t^2|/a_e a_e^*$ bei Kreispolarisation. Die Drehung des Feldes bei Umkehrung des Umlaufsinnes von $\mathfrak{M}$ geschieht im Sinne der ursprünglichen Rotationsachse von $\mathfrak{M}$, bzw. im entgegengesetzten Sinne, wenn das Vorzeichen des Zählers in (33), also wenn $\{\mathfrak{w}_t^2/a_e^2\}''$ positiv bzw. negativ ist. Verschwindet der Zähler, so findet bei keiner Elliptizität ε_m eine Drehung der Welle durch Umkehrung des Umlaufsinnes von $\mathfrak{M}$ statt; die Bedingung hierfür lautet für permanente Wellen und Körper gleicher magnetischer Permeabilität

$$|a_1|^2\{a_2''(a'^2 - a''^2) - 2a_2' a' a''\} + |a_2|^2\{a_1''(a'^2 - a''^2) - 2a_1' a' a''\} = 0 \tag{34}$$

Der Fall $a_1 = 0$. In einem der nachbarlichen Körper habe der Wellenparameter a den Wert null. Dann folgt aus Gleichungen (14) und (11) im § 2

$$\mathfrak{w}_t^2 = 0,\ \text{also}\ (\mathfrak{w}_1\mathfrak{k})^2 = 0;\ (\mathfrak{w}_2\mathfrak{k})^2 = a_2;\ \mathfrak{w}_t^2/a_1 = 1;\quad (\mathfrak{w}\mathfrak{k})/a_e = \sqrt{a_{m2}/a_{e2}} \tag{35}$$

Wenn das magnetische Feld gegeben ist und nicht gerade kreisförmig schwingt, wird gemäß Gleichung (1) damit $(\mathfrak{w}_1\mathfrak{w}_1^*) = 0$ und $(\mathfrak{w}_2\mathfrak{w}_2^*) = |a_2|$. Es ist also

$$\mathfrak{w}_1 = 0 \ \text{und}\ \cos\vartheta_2 = 1. \tag{36}$$

Das Verschwinden des Spreizvektors $[\mathfrak{w}''\mathfrak{w}']$ in beiden Mitteln nach Gleichung (19) ist in Übereinstimmung mit der Tatsache, daß $(\mathfrak{m}\mathfrak{w}^*)$ und $(\mathfrak{e}\mathfrak{w}^*)$ nach Gleichung (6) und (7) verschwinden. Dann aber sollen die elektrischen und magnetischen Rotationsachsen, falls sie existieren, zusammenfallen. Das trifft für das zweite Mittel zu, denn es verschwindet hier $(\mathfrak{e}\mathfrak{k})(\mathfrak{e}^*\mathfrak{k})|(\mathfrak{e}\mathfrak{e}^*)$ nach Gleichung (5), aber nicht für das erste Mittel, wo dieser Ausdruck gleich eins wird. Folglich muß im ersten Mittel das elektrische Feld geradlinig und parallel dem Flächenlot schwingen. Übereinstimmend hiermit finden wir nach den Beziehungen (11) und (11a) $\varepsilon_{e1} = 1$ für jedes ε_m und $\varepsilon_{e2} = \varepsilon_m$.

Damit finden wir nach Gleichung (13) die elektrische Energie im Verhältnis zur magnetischen im ersten Mittel groß wie $\varepsilon_m|a_0|:|a_1|$, im zweiten Mittel wie $|a_0|:|a_2|$. Im ersten Mittel ist also das magnetische Feld verschwindend klein gegen das elektrische, im zweiten Mittel — wenn wir die Stetigkeit von $\mathfrak{E}_t$ bedenken und das Verschwinden von $(\mathfrak{e}\mathfrak{k})(\mathfrak{e}^*\mathfrak{k})|(\mathfrak{e}\mathfrak{e}^*)$ berücksichtigen — dagegen das elektrische Feld ver-

Digitized by Google

schwindend klein und ebenso das magnetische. Was die Strahlung anbelangt, so kann im ersten Mittel keine zustande kommen, weil $\mathfrak{w}_1$ und $[\mathfrak{e}_1 \mathfrak{e}_1^*]$ verschwinden. Im zweiten Mittel ist ebenfalls keine möglich und zwar, weil hier die Felder unendlich schwach sind.

Je näher der Wellenparameter a des einen Mittels dem Werte null, um so mehr wird die Zweimittel-Welle zu einer Wellenflanke in diesem Mittel, während das andere Mittel wellenfrei wird; um so mehr verschwinden in der einen Wellenflanke die Phasen- und Amplitudengefälle, so daß Phasengeschwindigkeit und Wellenlänge sich dem Grenzwert unendlich nähern. Dabei bevorzugt die Wellenenergie die elektrische Form derart, daß die in magnetischer Form verschwindend klein wird.

Man vergleiche hiermit das bekannte Gegenstück, das durch den Fall: $a_1' > 0$; $a_1'' = 0$; $a_2'' = -\infty$ geboten wird, indem ein metallischer Leiter an einen Nichtleiter mit positivem a' angrenzt.

Unsere Untersuchung ergibt, daß die elektromagnetische Zweimittel-Welle sich wesentlich von derjenigen Welle unterscheidet, die sich in einem einzigen stetigen Mittel frei ausbreitet. Diese freie Welle ist, sofern wir von ihren Beugungsteilen absehen können, ein einfaches Gebilde, das vornehmlich in der Strahlungskunde durchsichtiger Körper die Hauptrolle spielt. In ihr geht die Strahlung bei Isotropie der Körper in Richtung des Phasengefälles; das elektrische und das magnetische Feld schwingen senkrecht zueinander und zum Strahl; Phasengeschwindigkeit und Wellenlänge bestimmen sich lediglich aus der Wellenfrequenz und den Körperparametern; der Umlaufsinn ist ohne Belang; sie erfordert 8 Bestimmungsstücke.

Nichts von alledem bei der an eine Unstetigkeitsfläche gebundene Phasenwelle erster Art:

Das magnetische Feld ist in die Unstetigkeitsfläche hineingezwungen, und ihr gesamter Bau ist wesentlich von seiner Elliptizität abhängig.

Bei gegebenem Flächenlot ist sie schon durch 6 Stücke bestimmt. Die Unstetigkeitsfläche nimmt der Welle zwei Freiheitsgrade. Es besteht ein von der Elliptizität des magnetischen Feldes abhängiges Amplitudengefälle ($\mathfrak{w}''$), auch wenn beide angrenzende Körper Energie nicht verschlucken. Dasselbe steht im Winkel zu dem ebenfalls von der Elliptizität abhängigen Phasengefälle ($\mathfrak{w}'$) und hat zur Folge,

Digitized by Google

daß einerseits Geradlinigkeit in den Schwingungen des elektrischen Feldes fast niemals auftreten kann, anderseits die Richtung der Strahlung und des Phasengefälles auseinander fallen.

Zwar läßt sich die elliptische Schwingung in geradlinige Teilschwingungen zerlegen — die Grundgleichungen sind ja linear-homogen —, aber die elliptische Welle läßt sich nicht in geradlinig schwingende Teilwellen aufteilen.

Die Amplitudenabfälle, parallel der Flächennormale betrachtet, sind von nichts anderm, als von den Werten der Wellenfrequenz und den Körperparametern bedingt. Die Amplitudenabfälle, parallel der Fläche betrachtet. sind stark von der magnetischen Elliptizität abhängig. derart, daß sie mit abnehmender Elliptizität größer werden.

Die Energieflüsse, die in den beiden Wellenflanken sehr verschieden sein können, divergiren parallel der Unstetigkeitsfläche.

Der Energiefluß durch die Fläche kann sowohl in der einen, als auch in der anderen Richtung vor sich gehen. Er ist im Verhältnis zum Tangentialfluß um so größer, je mehr die magnetische Elliptizität von der Strichpolarisation abweicht.

Die Fläche erfährt an Leitern auch tangentielle Bewegungsantriebe infolge der Unstetigkeit des Spannungsfeldes elektrischen Ursprungs, was mit der Unstetigkeit der Normalkomponente der elektrischen Erregung zusammenhängt.

Die ganze Welle schlägt, wenn ihr Umlaufsinn in der magnetischen Schwingung der entgegengesetzte ist, längs der Unstetigkeitsfläche eine andere Richtung ein.

Phasengeschwindigkeit und Wellenlänge hängen in bedeutendem Maße von der Elliptizität der Welle ab, und zwar so, daß sie mit abnehmender Elliptizität kleiner werden. In einem inkohärenten Wellenbündel gleicher Frequenz und Dämpfung haben wir sonach eine Strahlenstreuung, die nichts mit „Dispersion" zu tun hat.

Die Welle erfährt von der Unstetigkeitsfläche eine Parallelführung, wie gering auch die Unterschiede der Körperparameter seien. Je geringer diese Unterschiede.

Digitized by Google

um so geringer aber auch die Feldunterschiede in beiden Wellenflanken.

Die Abhängigkeit der Stärke der Wellenstrahlung von der magnetischen Elliptizität hat zur Folge — wir betrachten jetzt die Gesamtheit der Planwellenbereiche der Welle —, daß die Energie die Gebiete niederer Elliptizität nach Möglichkeit zur Seite läßt.

Nähert sich eine Wellenflanke der gebundenen Welle einer Unstetigkeitsfläche — es kann auch diejenige sein, die sie lenkt —, so fällt sie gegen diese ein und ihre Energie geht, soweit sie einfällt, über in zurückgeworfene und gebrochene Wellen — oder sie setzt sich dort in gebundener Form fort. Wo eine Unstetigkeitsfläche sich verzweigt, verzweigt sich auch die Welle.

Entsprechende Aussagen gelten für die gebundene Welle zweiter Art, in der das elektrische Feld in die Unstetigkeitsfläche hineingezwungen ist.

Die drahtlose Telegraphie erzeugt die gebundene elektromagnetische Welle erster Art an dem System (Erde / Atmosphäre), wobei entsprechend dessen Körpereigenschaften die Wellenflanke in der Atmosphäre an Stärke und Ausdehnung die in der Erde weit überwiegt. Der in der Literatur auftretende Ausdruck: Oberflächenwelle ist eine unglückliche und irreführende Bezeichnungsweise. Beide angrenzende Mittel sind inhomogen, d. h. es bestehen in ihnen Gefälle der Körperparameter. Die Wellenstrahlung fließt in gekrümmten Bahnen, weil zwei Tendenzen wirksam sind: Die Führungstendenz der Unstetigkeitsfläche und Krümmungstendenz der Inhomogenität. Letztere, die stets den Strahl sich von dem Parametergefälle abwenden heißt, wirkt im Sinne der Beugungstendenz der Unstetigkeitsfläche, wenn das Parametergefälle zenithwärts liegt, indessen im entgegengesetzten Sinne, falls dieses der Erde zugekehrt ist.

Die Fälle sind gewöhnlich, wo die Wellen nicht strichpolarisiert sind. Selbst die von einem vertikalen und axialsymmetrischen Sender auslaufende gebundene Welle muß ihre Strichpolarität allmählich aufgeben infolge der Ungleichartigkeit der Atmosphäre und der Erde — insbesondere durch die Gebirge, Seen, Flußläufe und Grundwässer —, ja selbst der Meere mit den Ungleichmäßigkeiten der Temperierung und der organischen Bestandteile in ihren Strömungen, wodurch die Leitfähigkeiten merklich variieren. Horizontale Gekrümmtheiten der Wellenstrahlung, Mißweisungen, müssen demnach die Regel sein, be-

Digitized by Google

sonders zu Lande. Aber nicht nur das. Auch die Stärke der ankommenden Welle wird nicht nur mit dem Abstande von der Quelle variieren, sondern wesentlich auch mit der variierenden Elliptizität des magnetischen Feldes, indem die Wellenenergie strebt, die Gebiete niederer Elliptizität zu umfließen. In diesen ist zudem der Vertikalfluß im Verhältnis zum Tangentialfluß größer. Ein Gebiet der Kreispolarisation ist eine tiefe Mulde im Energierelief.

Die von der Quelle auslaufende gebundene Welle erfährt Schwächungen infolge von Wellenabzweigungen längs Verzweigungsflächen der Unstetigkeiten nach dem Erdinnern zu und in die Atmosphäre hinauf. An jedem Meer-, See- und Flußufer sowie an unstetigen Luftströmungen findet eine solche Abzweigung statt.

Neben diesen Schwächungen haben wir endlich auch noch örtlich verschiedene Energieabsorption.

Eine Wellenverzweigung kann auch eine Verstärkung zur Folge haben, nämlich, wenn die beiden Unstetigkeitsflächen nach der Verzweigung einander nahe bleiben und das Verhältnis der Körperparameter in den drei Gebieten ein solches ist, daß die beiden äußeren Wellenflanken schwächer ausfallen, als die mittlere, die Doppelführung hat. Für einen Empfänger im Gebiet zwischen den beiden Unstetigkeitsflächen kann dann die Lautstärke größer sein, als ohne die benachbarte Unstetigkeitsfläche.

Angesichts dieser Sachlage dürfen wir uns nicht wundern, bei zunehmender Verfeinerung unserer Meßapparate auf Mißweisungen. Schwankungen und auf Gebiete absonderlicher Lautstärken und -schwächen zu stoßen, wobei keineswegs geleugnet werden soll, daß gelegentlich auch Schattenwirkung vorliegt. Vor unseren begründeten Auseinandersetzungen wird aber auch klar, daß alle Erklärungsversuche an Hand der Vorstellung des einfachen Strahles in die Irre gehen.

Auf ein anderes, unerwartetes und grundsätzliches, möchte ich aber hier schon aufmerksam machen.

Es kann auch zu einer Welle mit Doppelführung kommen, ohne jede Verzweigung, nämlich dadurch, daß die ursprüngliche gebundene Welle auf ihrem Lauf mit einer ihrer Flanken an eine andere Unstetigkeitsfläche gerät, die der ersten Fläche nahe bleibt. In der Atmosphäre gibt es bekanntlich mindestens eine solche zweite Unstetigkeitsfläche: Die Grenze zwischen Troposphäre und Stratosphäre in etwa 12 km Höhe. Es ist wahrscheinlich, daß die Existenz solcher Hüllflächen oberhalb der Erdoberfläche den Grund für die Fernwirkung

Digitized by Google

der drahtlosen Telegraphie überhaupt abgibt. Auf die theoretische Begründung solcher Wellen mit Doppelführung werde ich in einer folgenden Abhandlung eingehen.

Wir beobachten zwischen denselben Stationen, die anscheinend beliebig gewählt sein können, und bei derselben Apparatur und demselben Betriebe unterschiedliche Empfangsstärken im Laufe der Zeit; unter ihnen stechen zwei periodische Schwankungen hervor: eine tägliche und eine jährliche, die offenbar auf eine Einwirkung der Sonne auf die Erdatmosphäre zurückzuführen sind. Zur Erklärung all dieser Schwankungen beruft man sich zurzeit viel auf Reflexionen der vom Sender auslaufenden Welle an Schichten in der Atmosphäre. Es ist an der Zeit, hierzu grundsätzliches vorzubringen. Zunächst ist zu sagen. daß die Vorstellung einer „Refraktion der Atmosphäre" eine durchaus falsche ist. Soweit in einem inhomogenen Mittel die Parametergefälle stetig sind, erleidet die Welle nicht die geringste „innere Reflexion" und im Scheitel keine Totalreflexion. Die Welle wird nicht „kontinuierlich gebrochen", sondern nur stetig gekrümmt.[1]) Dabei ist ganz gleichgültig, wie stark die Parametergefälle variieren und um was für Wellen es sich handelt, ob um optische, akustische oder sonst welche, oder ob um freie oder gebundene Wellen. Wo aber die Parametergefälle eine Unstetigkeitsfläche bilden, tritt Reflexion auf, auch bei gebundenen Wellen. Somit kann wohl bei einer bestimmten Höhe und Lage einer solchen Unstetigkeitsfläche in der Atmosphäre in einer bestimmten Empfangsstation durch Reflexion Lautverstärkung oder -schwächung auftreten, aber nicht in jeder Station und beliebigem Abstande. Und was die Wirkung von Vielfachreflexionen zwischen Unstetigkeitshülle in der Atmosphäre und Erdoberfläche anbelangt, so wird sie stark überschätzt, im günstigsten Falle. Als einzigen standhaltenden Erklärungsgrund aller allgemeinen Empfangsschwankungen finde ich die Vorstellung der zeitlichen und gelegentlich auch örtlichen Veränderlichkeit der Parametergefälle in der inhomogenen Erdatmosphäre. Es ist das Verdienst von Eccles und Fleming, diese Vorstellung aufgebracht zu haben. Zur Erklärung der gelegentlich auftauchenden, ganz außergewöhnlich großen Reich-

[1]) K. Uller, Die Strahlung in einer Welle usw. Phys. Zeitschrift 17, 369. 1916.

K. Uller, Die Gültigkeitsgrenze des Fermat-Prinzips; Kritik der Theorie der Refraktion und Extinktion von Wellen in inhomogenen Körpern. Ebenda 18, 35. 1917.

K. Uller, Grundlegung der Wellenkinematik II. Ebenda 17, 610. 1916.

Digitized by Google

weiten kommt vielleicht in Betracht, einmal, daß, wie oben schon berührt, gelegentlich eine Unstetigkeitsfläche mit der Erdoberfläche in einer Verzweigungslinie zusammentrifft, und daß die vom Sender auslaufende gebundene Welle durch Gabelung in eine Doppelführung gelangt, die eine sehr große Reichweite gewährleistet, wenn die Unstetigkeitsfläche eine ausgedehnte Hüllfläche ist. Ferner liegt aber auch die Möglichkeit vor, daß plötzliche kosmische oder meteorologische Einflüsse eine Annäherung der Hüllfläche an die Erdoberfläche veranlassen, wodurch auch doppelgeführte Wellen, die ohne Verzweigung zustande kommen, eine größere Energiekonzentration erfahren. Übrigens kann eine etwaige Reflexionswelle in dem Wellenzustand am Empfänger ermittelt werden, jetzt, wo wir den Bau und das Gehaben der gebundenen Welle kennen. Kommt nur eine Welle an, und ist diese eine gebundene, in einfacher oder doppelter Führung, so darf eine Vertikalkomponente des magnetischen Feldes nicht auftreten und die Elliptizitäten der tangentiellen elektrischen und magnetischen Felder müssen gleich sein. Übrigens ist zu bemerken, daß ein geerdeter Empfänger von einer gebundenen Welle nicht nur von oben her durch „Einfall der Kraftlinien“ erregt wird, sondern auch durch direktes Einlaufen der Welle durch die Erdungsstelle.

Die Wellen der drahtlosen Telegraphie sind nicht die einzigen gebundenen elektromagnetischen Wellen an der Erdoberfläche. Eine jede Störung des elektrischen oder des magnetischen Erdfeldes erzeugt eine Zweimittelwelle und eine jede atmosphärische Entladung.

Zum Schluß noch ein Wort zur bisherigen mathematischen Behandlung des Problems der Wellenbeugung in der drahtlosen Telegraphie. Schon seit langem versucht man die Lösung der allgemeinen Wellengleichung der Elektromagnetik für folgendes möglichst vereinfachtes Modell zu errechnen:

Ein Hertzscher Dipol, allein im freien Raume, entsendet die bekannte Hertzsche Welle. Welcher Wellenzustand herrscht aber, wenn eine gut leitende Kugel in seiner Nachbarschaft anwesend ist?

Das ist ein Einfallproblem. Es ist aber nicht das im Vordergrund stehende Ausbreitungsproblem der drahtlosen Telegraphie. Das lautet — wiederum idealisiert — folgendermaßen:

In einem Punkte einer Kugeloberfläche wird eine elektrische Schwingung unterhalten: In welchen quantitativen Verhältnissen läuft die entsprungene gebundene Welle längs der Kugel? Und in weiterer Fragestellung: Welches ist die mathematische Form der beiden Wellenflanken?

Das ist ein anderes Problem, und eine Methode zu seiner Bewältigung ist noch zu finden. Sie liegt in der oben angekündigten Theorie.

Digitized by Google

Briefe an die Schriftleitung.

(Der Abdruck zur Veröffentlichung eingesandter Briefe erfolgt ohne Verbindlichkeit der Schriftleitung.)

Herr Oberleutnant Niemann hat im Band 14 dieses Jahrbuches unter „Mitteilungen aus der Praxis" einen Artikel „Funkentelegraphie im Flugzeuge" veröffentlicht. Ein großer Teil dieses Artikels enthält Ergebnisse von Versuchen über die Abhängigkeit der Energieverteilung von der Richtung und der Form der Flugzeugantenne, die durchaus selbständig von den beiden Unterzeichneten ausgeführt wurden, ein anderer Teil Mitteilungen über die Form und mechanische Eigenschaften der gebräuchlichsten Flugzeugantenne, deren Inhalt ausschließlich von dem Erstgenannten der beiden Unterzeichneten herrührt. Diese Teile des Artikels sind größtenteils wörtlich unseren für vorgesetzte Dienststellen bestimmten Berichten entnommen. Oberleutnant Niemann hat von dem Inhalt der Berichte in der Regel nur dadurch Kenntnis erhalten, daß sie durch ihn als militärischen Kommandeur der Versuchsabteilung weitergereicht wurden, gelegentlich teilten wir ihm auch Einzelergebnisse abgeschlossener Versuche vor Fertigstellung der Berichte mündlich mit. Er hat unsere Versuchsergebnisse, an denen er keinerlei Anteil hatte, unter seinem Namen veröffentlicht, ohne uns vorher um unsere Zustimmung zu bitten, ohne im Text darauf hinzuweisen, daß es sich um fremdes geistiges Eigentum handelt. Gegen diese in wissenschaftlichen Kreisen nicht übliche Art der Veröffentlichung müssen wir Einspruch erheben.

Aber abgesehen von dieser persönlichen Seite der Angelegenheit ist die Veröffentlichung insofern auch sachlich zu bedauern, als die ganze von Herrn Oberleutnant Niemann übernommene Form unserer Berichte dem Verständnis der vorgesetzten Behörden angepaßt war, und außerdem darin Oberleutnant Niemann eine Reihe von Irrtümern untergelaufen ist. Wir halten es daher für notwendig, unsere Versuche, wie wir es ohnehin beabsichtigten, im Zusammenhang mit anderen Ergebnissen anschließend nochmals im Jahrbuch in angemessener Form zu veröffentlichen, wobei sich dann die Korrektur der erwähnten Irrtümer der Niemannschen Darstellung im einzelnen ergeben wird.

Prof. Dr. Baldus (Karlsruhe), Dr. Hase (Hannover).

Zu obiger Entgegnung bemerke ich: Als Begründer, Organisator und allein verantwortlicher Leiter der F.-T.-Versuchsabteilung halte

Digitized by Google

ich mich berechtigt, der damaligen Aufforderung nachzukommen und ein Sammelreferat über die Entwicklung der Flieger-F.-T. zu geben. Durch Hinzuziehung der hervorragendsten Fachwissenschaftler und engste Zusammenarbeit mit der einschlägigen Industrie habe ich die Lösung der durch den Krieg gestellten Aufgaben angestrebt. Meine Mitarbeiter sind in Bd. 14 auf Seite 71 genannt. Die fraglichen Antennenversuche habe ich persönlich angeregt, das Versuchsprogramm aufgestellt, das zur Durchführung notwendige Personal herangezogen und die Versuche überwacht. Die Veröffentlichung weiterer Einzelheiten durch die Bearbeiter selbst an dieser Stelle erscheint mir zur Förderung der Sache erwünscht. Nach oben gesagtem verzichte ich auf die persönlichen Angriffe einzugehen. Niemann, Hauptmann a. D.

Ein weiterer Brief ist von dem ehemaligen Inspekteur der Fliegertruppen, Herrn Oberstleutnant Siegert und Herrn Geh. Regierungsrat Major a. D. Fisch, seiner Zeit Führer der Flieger F.-T.-Abteilungen der Inspektion der Flieger, eingelaufen, in dem für Herrn Hauptmann Niemann Partei genommen wird. Die Schriftleitung sieht sich nicht in der Lage weitere Zuschriften in dieser Angelegenheit zum Abdruck zu bringen.

Hochfrequenzmaschinen der Induktortype.

Erwiderung zum Aufsatz von M. Osnos von **Karl Schmidt,** Oberingenieur der C. Lorenz A.-G.

Herr M. Osnos veröffentlicht im Heft 4, Band 13, des Jahrbuches einen Aufsatz über Hochfrequenzmaschinen. Es treten aber darin soviel Unstimmigkeiten auf, daß es im Interesse der Sache liegt, den Leserkreis des Jahrbuches über die Entwickelung der Hochfrequenzmaschinen im Anschluß an den betreffenden Aufsatz des Herrn Osnos aufzuklären.

Vor allem ist zu unterscheiden zwischen Mittelfrequenz- und Hochfrequenzmaschinen. Die ersteren finden Verwendung für tönende Stationen, während letztere mittelbar oder unmittelbar auf die Antenne arbeiten. Die Frequenz der Mittelfrequenzmaschinen bewegt sich im Bereich der Töne meist zwischen 500 bis 2000 Schwingungen pro Sekunde, während die praktischen Hochfrequenzmaschinen 12 000 bis 40 000 Schwingungen pro Sekunde aufweisen. Es ist nicht jede Mittelfrequenzmaschine als Hochfrequenzmaschine geeignet. So ist die Maschine von Cail-Hermer sowie von Guy aus weiter unten angeführten

Digitized by Google

Gründen als Hochfrequenzmaschine nicht geeignet. Osnos behauptet, daß die Guy-Maschine eine praktisch brauchbare, ja die beste Hochfrequenzmaschine sei. Es ist aber nur festzustellen, daß diese Maschine in der Praxis keine Anwendung gefunden hat. Die systematische Entwicklung, wie sie von Osnos dargestellt wird, geht von der Voraussetzung aus, als ob die Hochfrequenzmaschine eine besondere Maschinenart wäre und mit unseren technischen Wechselstrommaschinen nichts gemein hätte, während die Hochfrequenzmaschine in der Tat aus den normalen Wechselstrommaschinen der Starkstromtechnik entstanden ist. So beschreibt bereits Arnold in der E. T. Z. 1895 eine größere Zahl von Unipolarinduktormaschinen. Man findet hier die vollkommene Entwicklung der Hochfrequenzmaschinen, und es sind fast alle von Osnos beschriebenen Typen dort dargestellt. Diese Maschinen unterscheiden sich von den Hochfrequenzmaschinen nur durch die Polzahl. Eine Maschinenart, die Osnos mit dem Namen „abgeänderte Cail-Hermersche Maschine" bezeichnet, die aber im Grunde mit dieser Maschine nichts zu tun hat, ist die des Verfassers D. R. P. 303 321 der C. Lorenz Aktiengesellschaft. Diese Maschine hat während des Krieges die größte Verwendung gefunden und wurde im Heer wie in der Marine fast ausschließlich verwendet.

Ferner nennt Osnos Maschinen, deren elektromotorische Kraft durch Änderung der Leitfähigkeit des magnetischen Kreises induziert wird, Induktormaschinen. Das ist aber nicht richtig. Unter Induktormaschinen versteht man seit den ersten Anfängen des Dynamobaues Maschinen, deren induzierte Wicklungen bzw. ihre Induktionswicklungen im Rahmen festliegend sind. Dazu gehören fast alle normalen Wechselstrommaschinen. Maschinen, bei denen die elektromotorische Kraft durch Permeabilitätsänderungen des gesamten magnetischen Kreises erzeugt wird, wozu die Maschinen von Cail-Hermer und Guy gehören, wurden bereits durch die Patente von Mordey 1887 bekannt. Diese Maschine ist eine Gleichpolmaschine mit senkrecht zur Achse stehender Erregerwicklung genau nach Art der Cail-Hermerschen Maschinen. Es dürfte also, da die Mordey-Maschine wesentlich älter ist, richtiger sein, daß die Cail-Hermersche Maschine sich aus der Mordey-Maschine entwickelt hat. Dagegen gehören die Maschinen nach Fig. 3 (Maschine des Verfassers) und Fig. 4 zur Maschinentype, bei der die Kraftlinienzahl durch relative Bewegungen des magnetischen Feldes gegenüber der Wicklung sich ändert. Auf Grund des Vorhergesagten ist es also unrichtig, wenn das in Fig. 1 der Osnosschen Arbeit dargestellte System als gewöhnliche Induktortype aufgefaßt wird.

Digitized by Google

Die Induktormaschinen sind in zwei Gruppen zu trennen, und zwar in Maschinen mit Wechselpol-Induktion und solche mit Gleichpol-Induktion. Die letzteren wurden in den ersten Anfängen der Wechselstromtechnik ausschließlich gebaut. Der Grund lag in der einfachen Anordnung der Erregerwicklungen, in Rotor ohne Wicklung und in den infolge der Gleichpol-Induktion geringen Eisenverlusten. Diese Maschinen teilen sich noch in zwei Gruppen und zwar in normale Gleichpolmaschinen, das sind solche, deren Kraftflußänderungen nur auf der Oberfläche und in geringer Tiefe des lammellierten Induktors auftreten, und in Maschinen mit im ganzen Kreise auftretenden Kraftflußänderungen. Während zur ersteren Gruppe die normale Gleichpolmaschine sowie die bereits erwähnte Maschine des Verfassers gehört. kommen zur letzteren Gruppe die Maschinen von Mordey, Cail-Hermer und Guy. Ferner bezeichnet Osnos die normale Gleichpolmaschine als eine Abart der Cail-Hermerschen Maschine. Das Umgekehrte dürfte also richtig sein, da diese Maschine bereits vor Cail-Hermer gebaut wurde. Ganz unberechtigt ist es, diese Maschine als *O*-Type zu bezeichnen. Das ist die Preislistenbezeichnung der A. E. G. für diesen Typ. Berechtigung für diese Bezeichnung würde vorhanden sein, wenn die A. E. G. diese Maschinen als Hochfrequenzmaschinen zum ersten Mal gebaut hätte, was aber nicht der Fall ist.

Einen Punkt, der für die Hochfrequenzmaschinen von größter Bedeutung ist, hat aber Osnos vollkommen außer Acht gelassen, das ist die Frage der Eisenverluste. Soviel ist von vornherein zu entscheiden:

Die Maschine, die sich neben einfachster Konstruktion mit geringsten Eisenverlusten bauen läßt, wird als Hochfrequenzmaschine das Feld der Praxis beherrschen. Das ist aber die normale Gleichpolmaschine, und keine andere Maschine ist mit ihr konkurrenzfähig. Da bei ihr nur die Zähne des Induktors ummagnetisiert werden, werden also nur in kleinen Eisenmassen magnetische Verluste entstehen, während bei Maschinen von Cail-Hermer sowie Guy im ganzen magnetischen Kreise unzulässig hohe Verluste auftreten. Das ist auch der Grund, weshalb diese Maschinen keine praktische Verwendung fanden. Die normale Gleichpolmaschine sowie die Maschine des Verfassers haben ausschließlich das Feld behauptet, weil bei beiden die Eisenverluste im Verhältnis zur Leistung gering sind.

Digitized by Google

Hochfrequenzmaschinen der Induktortype.

Von **M. Osnos.**

Erwiderung.

Im Eingang zu meinem Artikel habe ich ausdrücklich erwähnt, daß ich nicht die tatsächlich stattgefundene, historische Entwicklung der Hochfrequenzmaschine darstellen wollte, sondern die logische: so, wie sich eine Type aus der anderen zwanglos und systematisch fortschreitend entwickeln läßt. Dieses hat Herr Schmidt offenbar übersehen, und deshalb sieht er Unstimmigkeiten dort, wo sie gar nicht vorhanden sind.

Im einzelnen möchte ich noch folgendes bemerken:

1. Auf den Unterschied zwischen Mittel- und Hochfrequenzmaschine bin ich nicht eingegangen, weil dieses mit meiner Systematik nichts zu tun hat, und weil man außerdem diesen Unterschied in jedem neueren Lehrbuch finden kann.

2. Die Behauptung des Herrn Schmidt, daß meine Systematik zur Voraussetzung habe, als ob die Hochfrequenzmaschine eine besondere Maschinenart wäre, mit anderen Wechselstrommaschinen nichts gemein hätte — stellt die Tatsachen gerade auf den Kopf! Denn als Ausgang zu den Hochfrequenzmaschinen ist bei mir in Fig. 1 eine gewöhnliche Wechselstrommaschine der Induktortype dargestellt.

3. Herrn Schmidt paßt es besonders nicht, daß in meinem Artikel die Maschine nach Fig. 3 unter die anderen Hochfrequenzmaschinen eingegliedert ist. Die Eingliederung in die Kette der anderen Maschinen erfolgt aber, wie ich klar gezeigt habe, vollkommen zwanglos. Insbesondere ergibt sich die Fig. 3 fast wie von selbst aus den früheren Figuren, wenn man unvoreingenommen nur die logische Entwicklung im Auge hat.

Allerdings ist diese Erklärungsweise nicht gerade dazu geeignet, um die Maschine nach Fig. 3 als eine besonders große Erfindung darzustellen. Indessen habe ich meine Systematik bereits im Jahre 1912 aufgestellt und Bekannten gezeigt, während der Artikel selbst im September 1914 vollkommen abgeschlossen war. Nur wurde mir bis zuletzt die Erlaubnis zur Veröffentlichung verweigert. Mein Artikel wurde also ohne jede Kenntnis des D. R. P. 303 321 und des Baues von Maschinen nach diesem Patente verfaßt, also auch absolut unparteiisch. (Ich habe ja auch auf die guten Eigenschaften der Maschine in meinem Artikel hingewiesen.) Herr Schmidt teilt dagegen die

Digitized by Google

Maschine nach Fig. 3 einer besonderen Kategorie zu. Dieses, wie überhaupt seine ganze Einteilung macht meines Erachtens den Eindruck von etwas Gezwungenem und Ausgesuchtem.

4. Herr Schmidt bestreitet, ohne eigentliche Grundangabe, meine Definition der Induktormaschine, verwickelt sich dann aber selbst bei seiner Definition in Widersprüche. Denn nach dem 3. Absatz seiner Erwiderung gehören zur Induktormaschine fast alle normalen Wechselstrommaschinen, während nach dem folgenden Absatz nur die von mir beschriebenen Maschinen zu den Induktormaschinen gehören.

5. Es ist zwar richtig, daß die Maschine nach Guy größere Eisenverluste hat als die der *O*-Type und die nach Fig. 3. Dafür hat sie aber bedeutend kleinere Kupferverluste und ist in der Herstellung wesentlich billiger. Daß die Guy-Maschine bis jetzt in die Praxis noch nicht eingeführt ist, beweist nichts: Diejenigen, die die Maschine kannten und sie für wichtig hielten, hatten leider keine Gelegenheit zur praktischen Ausführung, während es bei anderen Maschinen anders der Fall war. Über die weitere Entwicklung wird erst die Zukunft entscheiden.

6. Zum Schluß müßte ich mich wundern, wenn die Maschine nach Fig. 3 der Firma Lorenz wirklich patentiert wäre: Dieselbe ist vollkommen in der E. T. Z. vom 27. Juni 1912, S. 659 von Alexanderson[1]) vorveröffentlicht worden! Entweder hat also das Patentamt die Veröffentlichung übersehen oder aber ist die Fig. 3 durch das Kriegspatent Nr. 303 321 nicht geschützt.

Zu diesem Punkt kann indessen erst dann Stellung genommen werden, wenn das Kriegspatent Nr. 303 321 und die Erteilungsakten der Öffentlichkeit zugänglich sein werden.

1) Dieselbe Maschine habe ich und zwar noch vor der Veröffentlichung von Alexanderson dem Patentbüro der A. E. G. Brunnenstr. (lt. Mitteil. vom 30. 3. 1912 und 25. 4. 1912) angegeben. Durch ein fatales Versäumnis des Patentbüros (F. K. U.) ist jedoch die betreffende Patent-Anmeldung (A. 22419/21a) erst einige Tage nach der Veröffentlichung von Alexanderson (am 4./7. 1912) eingereicht worden, so daß der Teil der Anmeldung, der sich auf eine Maschine nach Fig. 3 bezog, aus der Anmeldung ausscheiden und die ganze Anmeldung beschränkt werden mußte.

Digitized by Google

Patentschau.

Von **H. Eales.**

Tonsender.

K. P. 307 192. Firma Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. in Berlin. Vom 23. Dezember 1917 (ausgegeben am 4. Oktober 1919).

1. Hilfseinrichtung zum Tonsenden, insbesondere bei Anordnungen zur Erzeugung von Hochfrequenzschwingungen mittels Kathodenstrahlröhren, dadurch gekennzeichnet, daß das Gitter der Vakuumröhre durch eine Wechselstromsirene mit einer tonfrequenten Schwingung erregt wird.

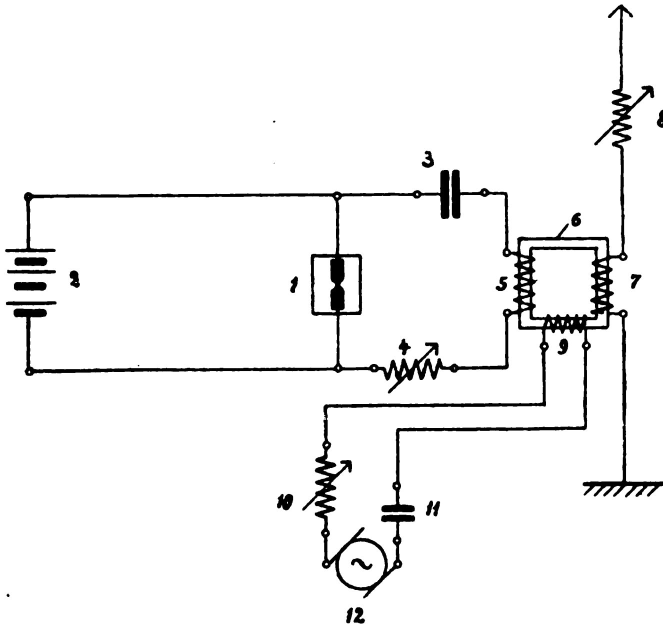


Fig. 1.

K. P. 307 122 derselben Firma. Vom 23. Dezember 1917 (ausgegeben am 4. Oktober 1919).

1. Verfahren und Einrichtung zur Energieregelung ungedämpfter Tonschwingungen, dadurch gekennzeichnet, daß das Verhältnis der von Schwingungen erfüllten Zeit zu der ganzen Zeit eines Zeichens geregelt wird, wozu entsprechende Mittel, beispielsweise rotierende Unterbrecher oder Summer mit einer Einstellvorrichtung zur Veränderung des Verhältnisses von Unterbrechungsdauer zu Kontaktdauer vorgesehen sind.

Digitized by Google

K. P. 298 489. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. Vom 25. Dezember 1915 (ausgegeben am 9. September 1919).

1. Einrichtung zur Tonsendung in der drahtlosen Telegraphie. dadurch gekennzeichnet, daß als Sender ein Lichtbogengenerator benutzt wird, der über einen eisengeschlossenen Transformator mit der Antenne verbunden ist, wobei dem eisengeschlossenen Transformator Energie in Tonform elektrisch zugeführt wird.

2. Schaltungsweise der Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß als Speisestromquelle für den Lichtbogengenerator Gleichstrom benutzt wird, während die Tonenergie aus einer besonderen Wechselstromquelle entnommen und dem eisengeschlossenen Transformator überlagert wird.

Fig. 1 zeigt diese Anordnung.

3. Schaltungsweise der Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß als Speisestromquelle für den Lichtbogengenerator ein Wechselstromgenerator hörbarer Periodenzahl benutzt wird.

Drahtlose Telephonie.

K. P. 297 924. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Zusatz zu D. R. P. 288 050 (siehe Jahrb. **10**, 395). Vom 16. Juli 1913 (ausgegeben am 20. November 1919).

1. Einrichtung zur drahtlosen Telephonie nach Patent 288 050. dadurch gekennzeichnet, daß das Mikrophonsystem unter Zwischenschaltung von Mitteln zur Trennung von Gleichstrom und Wechselstrom so an die Hilfsmagnetisierungswicklung angeschlossen wird, daß aus dem Mikrophonkreis nur der letztere auf die Magnetisierung der Kerne einwirken kann, während die Dauermagnetisierung der Kerne unabhängig vom Mikrophonkreis erfolgt.

K. P. 298 561 derselben Gesellschaft. Zusatz zu demselben D. R. P. 288 050. Vom 8. Februar 1914 (ausgegeben am 18. Juli 1919).

Einrichtung zur drahtlosen Telephonie nach Patent 288 050, dadurch gekennzeichnet, daß die zur Erzielung einer starken sekundären Energieschwankung notwendige Variation der Gleichstrommagnetisierung erreicht wird durch kleine Windungszahlen auf den Frequenztransformatoren in Verbindung mit Stromtransformatoren, welche die Schwankung des Mikrophonstromes vervielfachen.

K. P. 305 173. Firma Dr. Erich F. Huth m. b. H. und Dipl.-Ing. Bruno Rosenbaum in Berlin. Vom 1. Juni 1915 (ausgegeben am 4. Oktober 1919).

Senderschaltung für drahtlose Telephonie, dadurch gekennzeichnet,

Digitized by Google

daß eine von einer Gleichstromquelle gespeiste Kontaktvorrichtung, z. B. ein Mikrophon, einseitig geerdet ist und mit der dann einen Punkt schwankenden Potentials darstellenden anderen Klemme über einen Abstimmapparat an einen Sendeluftleiter angeschlossen ist.

K. P. 305 002. Allgemeine Elektrizitäts-Gesellschaft in Berlin. Vom 18. Juli 1917 (ausgegeben am 19. September 1919).

Drosselspule mit veränderlicher Induktanz, insbesondere als Verstärker für drahtlose Telephonie mit in Reihe geschalteten Teilen der

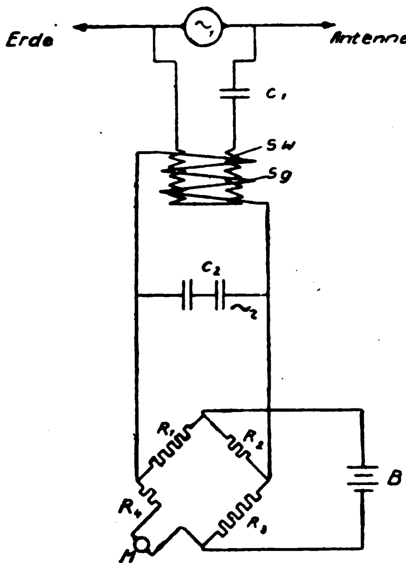


Fig. 2.

Primärwicklung nach Patent 298 276, dadurch gekennzeichnet, daß jedem Teil ein System von Kondensatoren parallel geschaltet ist, das so bemessen ist, daß es einen Kurzschluß für die Spannungen doppelter und gegebenenfalls auch höherer Periodenzahl bildet.

K. P. 300 171 derselben Gesellschaft. Vom 23. Januar 1917 (ausgegeben am 24. September 1919).

1. Anordnung für Telephonie mit oder ohne Draht mit einer durch Gleichstrom oder überlagerten Strom regelbaren Drosselspule oder Frequenzverdoppler, dadurch gekennzeichnet, daß das Verhältnis der Ruhe-Amperewindungen zu den Telephonier-Amperewindungen in

Digitized by Google

der Regelwicklung unabhängig von dem Verhältnis des Ruhestromes zum Telephonierstrom im Mikrophon selbst eingestellt werden kann.

2. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das Mikrophon in dem einen Zweig einer Wheatstoneschen Brückenschaltung liegt, an deren einem Diagonalpunkte die Regelwicklung, an deren anderem Diagonalpunkte die Gleichstromquelle angeschlossen ist (Fig. 2).

K. P. 305 595 derselben Gesellschaft. Zusatz zu vorstehendem K. P. 300 171. Vom 19. Juni 1917 (ausgegeben am 26. September 1919.)

Anordnung für Telephonie mit oder ohne Draht nach Patent 300 171, dadurch gekennzeichnet, daß die Drosselspule bzw. der Frequenzver-

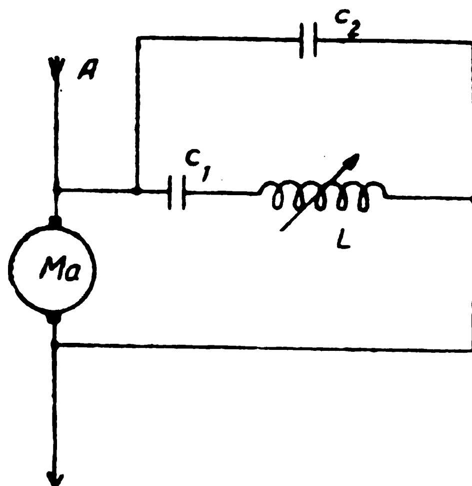


Fig. 3.

doppler eine vom Gesamtstrom des Mikrophons oder einem Teil desselben erregte Wicklung und eine der ersten entgegenwirkende, etwa konstant erregte Wicklung besitzt, die im wesentlichen von den Telephonierströmen unbeeinflußt bleibt.

K. P. 303 813 derselben Gesellschaft. Vom 20. Juli 1917 (ausgegeben am 27. September 1919).

1. Anordnung für drahtlose Telephonie mit einem Resonanzkreis parallel zu der Hochfrequenzquelle, dadurch gekennzeichnet, daß parallel zum Resonanzzweig (Induktanz und Kapazität) eine gegebenenfalls einstellbare Kapazität geschaltet ist, zum Zwecke, die Hochfrequenzquelle von dem phasennacheilenden Strom des Resonanzkreises zu entlasten.

Digitized by Google

2. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Kapazität so gewählt ist, daß sie in normalem Zustand (ruhendem Mikrophon) die Erregung der Hochfrequenzquelle unterstützt.

Fig. 3 zeigt diese Schaltung. *Ma* ist die Hochfrequenzquelle, $C_1 L$ der parallel zu ihr liegende Resonanzkreis, *A* die Antenne und C_2 die einstellbare Kapazität.

K. P. 305 162 derselben Gesellschaft. Vom 2. Mai 1917 (ausgegeben am 30. September 1919).

1. Magnetischer Verstärker, insbesondere für drahtlose Telephonie, dadurch gekennzeichnet, daß die Wechselstromwicklung aus zwei

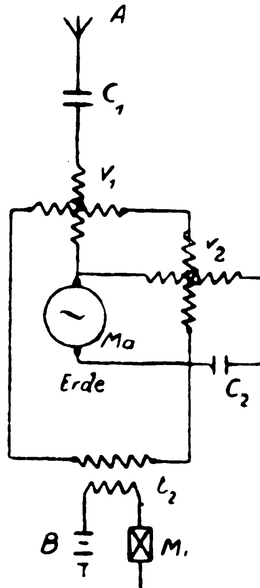


Fig. 4.

parallelen Teilen besteht, deren Gegen-E.M.K. auch bei vorhandener Gleichstromerregung im wesentlichen dadurch einander gleich bleiben, daß jede parallele Hälfte aus zwei Teilen besteht, von denen ein Teil von der Gleichstromerregung im gleichen, der andere Teil im entgegengesetzten Sinne wie von der Wechselstromerregung magnetisiert wird, swobei Wechselstrom- und Kurzschlußwicklung miteinander vereinigt sind, und für den Kurzschlußstrom ein äußerer Stromkreis vorgesehen ist, in dem ein einziger passend abgestimmter Kondensator eingeschaltet ein kann.

Digitized by Google

2. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß Wechselstrom- und Kurzschlußwicklung in Brückenschaltung geschaltet sind.

3. Anordnung nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch zwei magnetisch getrennte Drosselspulen mit einer gemeinschaftlichen Gleichstromwicklung.

K. P. 307 003 derselben Gesellschaft. Vom 13. Juni 1917 (ausgegeben am 30. September 1919).

1. Verfahren für drahtlose Telephonie oder Telegraphie mit magnetischem oder Elektronenverstärker, dadurch gekennzeichnet, daß sowohl die die Antenne speisende E.M.K. wie deren Abstimmung gleichzeitig derart beeinflußt werden, daß mit einer Verkleinerung der E.M.K. der Antennenstromkreis von dem Resonanzpunkt entfernt und mit einer Vergrößerung der Antennenstromkreis dem Resonanzpunkt genähert wird.

2. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß ein Verstärker im Nebenschluß und ein anderer in Reihe mit dem Antennenstromkreis liegen (siehe Fig. 4).

Der Nebenschlußverstärker soll auf dem absteigenden und der Reihenverstärker auf dem ansteigenden Ast der Resonanzkurve arbeiten; beide Verstärker können auch zu einem einzigen vereinigt sein, indem die Wechselstromwicklung von einer Spannung gespeist wird, die sich aus einer Nebenschluß- und einer Reihenspannung zusammensetzt.

Die Reihenspannung wird einer mit der Antenne in Reihe liegenden, gegebenenfalls regelbaren Drosselspule entnommen.

K. P. 307 084 derselben Gesellschaft. Vom 18. Juli 1917 (ausgegeben am 26. September 1919).

Verfahren zum Abstimmen, Tasten und Erzeugen von Tonfrequenzen in Hochfrequenzstromkreisen, wobei das Mikrophon bzw. die Taste auf einen parallel zur Stromquelle geschalteten magnetischen oder Elektronenverstärker einwirkt, dadurch gekennzeichnet, daß zur Erhöhung der Empfindlichkeit als Stromquelle ein statischer Frequenzverdoppler dient, an dessen Sekundärwicklung der Verstärker unmittelbar oder vermittels magnetischer Kopplung angeschlossen ist.

Fig. 5 zeigt die zugehörige Schaltung. In dieser bezeichnet *Ma* die Hochfrequenzmaschine, *F* den Frequenzverdoppler, B_1 die Stromquelle für die Gleichstromerregung des Frequenzverdopplers, *D* die Drosselspule, die die Stromquelle gegen die Rückwirkung des Wechselstromes schützt. C_2 die Kondensatoren, *A* die Antenne, *V* den Verstärker, *Mi* das Mikrophon, B_2 die Stromquelle des Mikrophons.

Digitized by Google

Schwingungserzeugung mit Vakuumröhren.

K. P. 308 411. C. Lorenz Akt.-Ges. in Berlin. Vom 18. 12. 17 ab (ausgegeben 10. 10. 19).

Schaltungseinrichtung zum Parallelbetrieb von Strahlröhren mit Hilfselektrode, dadurch gekennzeichnet, daß bei Änderung der Anzahl der parallel geschalteten Röhren gleichzeitig und zwangläufig die Kopplung geändert wird, und zwar derart, daß bei Hinzuschalten von Röhren die Kopplung loser wird.

K. P. 310 121 derselben Gesellschaft. Vom 24. 7. 18 (ausgegeben am 4. 10. 19).

1. Senderschaltung für Strahlröhren der drahtlosen Nachrichtenübermittlung, gekennzeichnet durch Serienschaltung einer Wechselstrom-

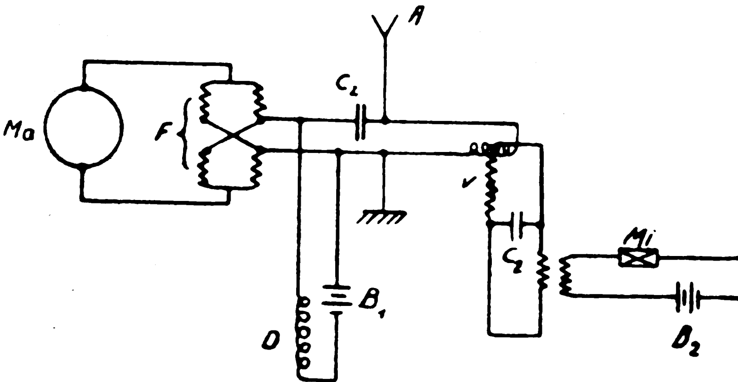


Fig. 5.

quelle mit einer Gleichstromquelle, der entweder Wechselstrom oder reiner Gleichstrom wahlweise entnommen werden kann.

Für den Betrieb von Vakuumröhren als Schwingungserzeuger ist es nämlich insbesondere zum Anruf günstig, einen Wellenstrom zu verwenden, um dadurch Tonanruf zu ermöglichen. Der Wellenstrom kann mit Hilfe eines Summers oder bei der Gleichrichtung des Wechselstromes erzeugt werden.

Gegenstand des K. P. 310 121 ist nun eine Senderschaltung, die einerseits gestattet, den Wellenstrom auf anderem Wege zu erhalten, andererseits die wahlweise Benutzung von Wellenstrom oder Gleichstrom ermöglicht. Die gleichzeitige Erzeugung beider Stromarten hat den wesentlichen Vorteil, daß man wahlweise mit Wellenstrom als Anrufstrom und mit reinem Gleichstrom ungedämpft senden kann.

Digitized by Google

K. P. 301 241. Johannes Nienhold in Berlin. Vom 22. 4. 17 (ausgegeben am 9. 10. 19).

1. Verfahren zur Erzeugung hochfrequenter ungedämpfter Schwingungen, dadurch gekennzeichnet, daß ein Licht- oder Glimmbogen, welcher in einem Edelgase zwischen einer Alkalikathode und einer Metallanode (z. B. Eisen) übergeht, in einem aus Selbstinduktion und Kapazität bestehenden, mit der Antenne gekoppelten Schwingungskreis eingeschaltet ist, in welchem er hochfrequente ungedämpfte Schwingungen hervorruft.

2. Verfahren zur Erzeugung hochfrequenter Schwingungen nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der mit dem Schwingungskreis verbundene, zwischen der Alkalikathode und der Metallanode im Edelgase übergehende Licht- oder Glimmbogen durch eine dritte in ihm angeordnete Elektrode beeinflußt wird, welche ihrerseits durch kapazitative oder induktive Rückkopplung mit dem Schwingungskreis verbunden ist.

K. P. 306 317. Studien-Gesellschaft für Elektrische Leuchtröhren m. b. H. in Berlin. Vom 3. 11. 17 (ausgegeben 28. 10. 19).

1. Einrichtung zur Erzeugung elektrischer Schwingungen mit einer durch einen Hochspannungstransformator unter Parallelschaltung eines Schwingungskreises betriebenen Funkenstrecke, dadurch gekennzeichnet, daß für die Funkenstrecke eine Entladungsröhre mit Edelgasfüllung und zwei Elektroden aus leicht verdampfbarem Metall verwendet wird. Die Elektroden sollen dabei aus Alkalimetall oder Alkalimetallegierungen bestehen.

K. P. 307 056. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Vom 16. 1. 18 ab (ausgegeben am 17. 9. 19).

Schaltung für Kathodenröhren für die Zwecke der drahtlosen Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß für Senden und Empfang eine gemeinsame Röhre verwandt wird, wobei der Vorschaltwiderstand bzw. ein Teil derselben für die Heizung durch die Sendetaste oder den Sende-Empfangsumschalter bei Empfang eingeschaltet und beim Senden ausgeschaltet oder kurzgeschlossen wird.

K. P. 307 645 derselben Gesellschaft. Vom 5. 4. 18 ab (ausgegeben am 19. 9. 19).

1. Schaltung für Röhrensender und -empfänger der drahtlosen Telegraphie mit einer einzigen konstanten Sende- und Empfangswelle, dadurch gekennzeichnet, daß als Empfangskreis eine Rückkopplung mit Suchvariometer und zum Senden ein vom Röhrengenerator gespeister unveränderlicher Zwischenkreis verwendet wird, wobei der Sendekreis

Digitized by Google

durch Zusatzselbstinduktionen in Übereinstimmung mit dem Empfangskreis gebracht ist.

2. Schaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das Antennenvariometer und die Zwischenkreiskapazität variabel, jedoch mit Eichfeststellungen versehen sind, zum Zwecke, wahlweise die Anlage für verschiedene konstante Wellen zu eichen.

K. P. 307 057 derselben Gesellschaft vom 10. 2. 18 ab (ausgegeben am 20. 9. 19).

1. Sende-Empfangsanordnung mit Zwischenkreis für drahtlose Telegraphie unter Benutzung des Audion-Rückkopplungsempfängers, dadurch gekennzeichnet, daß zur Konstanthaltung der Sendewelle beim Umschalten von Empfang auf Senden in den Zwischenkreis die für den Schwebungsempfang notwendige Verstimmvorrichtung (Variator oder Drehkondensator) derart eingebaut ist, daß beim Umschalten auf Senden diese Verstimmvorrichtung abgeschaltet, z. B. kurzgeschlossen und dafür ein dem Mittelwert der Verstimmvorrichtung entsprechender Betrag (Selbstinduktion oder Kapazität) in den Zwischenkreis eingefügt wird.

2. Sende-Empfangsordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Rückkopplungsspule doppelpolig abgeschaltet werden kann, wobei mit diesem doppelpoligen Umschalter ein Schalter kombiniert ist, der bei Abschaltung der Rückkopplungsspule einen derselben entsprechenden Kapazitätswert in den Zwischenkreis schaltet.

K. P. 310 702. Firma Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. in Berlin. Vom 14. 10. 17 ab (ausgegeben am 7. 10. 19).

1. Einrichtung zum Senden und Empfangen von Schwingungen, dadurch gekennzeichnet, daß unter Vermeidung von Kopplungsänderungen durch bloße Herabsetzung der Anodenspannung auf einen niedrigeren Wert die Senderöhre zugleich als Empfangsröhre benutzbar gemacht ist.

2. Einrichtung zum Senden und Empfangen von Schwingungen nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß durch entsprechende Wahl der Schaltung die Senderöhre zugleich als Empfangs- und erste Verstärkerröhre benutzt wird.

3. Einrichtung zum Senden und Empfangen von Schwingungen nach Anspruch 1 bis 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Umschaltung von „Senden“ auf „Empfang“ durch einen Umschalter bewirkt wird, welcher bei Stellung auf „Empfang“ ein im Anodenkreis liegendes Telephon und zugleich eine verminderte Batteriespannung einschaltet.

4. Einrichtung zum Senden und Empfangen von Schwingungen

Digitized by Google

nach Anspruch 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß eine Sendeschaltung, bei der parallel zu Gitter und Kathode ein Schwingungskreis unter Vermeidung einer Rückkopplung dieses Kreises mit dem Anodenkreis geschaltet ist, dadurch auch zum Empfang benutzt wird, daß

Fig. 6.

mittels eines Umschalters ein Telephon und eine verminderte Batteriespannung in den Anodenkreis eingeschaltet wird.

Fig. 6 zeigt diese Schaltungsanordnung.

K. P. 307 684 derselben Firma. Vom 25. 12. 17 ab (ausgegeben am 6. 10. 19).

1. Schaltungsanordnung zum Senden und Empfangen elektrischer Wellen unter Benutzung einer und derselben Vakuumröhre als Generator und als Empfänger, gekennzeichnet durch Umschaltvorrichtungen, die beim Übergang von Senden zum Empfangen und umgekehrt eine Vertauschung des erregenden und des erregten Teils der Vakuumröhre bewirken.

2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß zwangläufig mit diesen Umschaltvorrichtungen andere Schaltvorrichtungen verbunden sind, durch welche weitere Schaltungsänderungen bewirkt werden.

K. P. 310 774 derselben Firma. Von 5. 10. 18 ab (ausgegeben am 1. 10. 19).

Digitized by Google

1. Sende- und Empfangsschaltung mit Vakuumröhren, dadurch gekennzeichnet, daß die Anodenquelle einpolig an die Kathode angeschlossen ist, während sie andererseits über große Drosselspulen an einen in der Gitterzuleitung liegenden Kondensator angeschlossen ist.

2. Sende- und Empfangsschaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß zwischen Anode und Gitter ein Schwingungskreis,

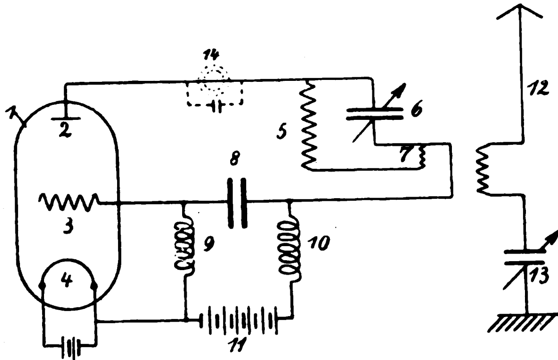


Fig. 7.

mit welchem die Antenne gekoppelt ist, oder die Antenne selbst eingeschaltet ist und die Verbindung zwischen diesem Schwingungskreis und dem Gitter über einen Blockkondensator geführt ist, welchem über Drosselspulen die Anodenspannung zugeführt wird.

Fig. 7 zeigt diese Anordnung, die besonders für die Zwecke des Sendens und Interferenzempfangs bestimmt ist.

K. P. 303 243. Deutsche Telephonwerke G. m. b. H. in Berlin Vom 20. 7. 17 ab (ausgegeben am 10. 10. 19).

Sendestation mit Vakuumröhre bzw. Gaszelle für drahtlose Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß der zum Betrieb der Röhre erforderliche hochgespannte Gleich- oder Wechselstrom einem durch eine kleine Batterie oder Dynamo gespeisten Pendelumformer (z. B. nach Patent 211 302) entnommen und, wenn die Röhre Wechselstrom erfordert, unmittelbar der Röhre zugeführt wird —, wenn die Röhre dagegen Gleichstrom erfordert, über Gleichrichtezellen und einen Sammelkondensator der Röhre zugeführt wird.

K. P. 310 012. Dr. Franz Skaupy in Berlin. Vom 9. 6. 18 ab (ausgegeben am 17. 10. 19).

1. Verfahren zur Verstärkung und Umformung von Wechsel-

Digitized by Google

strömen und zur Erzeugung elektrischer Schwingungen, dadurch gekennzeichnet, daß der sogenannte Halleffekt in der Weise benutzt wird, daß das durch die zu verstärkenden Ströme in einer Spule erzeugte Magnetfeld auf eine stromdurchflossene, leitende Fläche einer geeigneten Substanz, wie Tellur, Wismut usw., wirkt und die dadurch erzeugte transversale elektromotorische Kraft den verstärkten Strom liefert.

D. R. P. 315 498. Dr. Siegmund Loewe in Berlin. Vom 19. 4. 1918 ab (ausgegeben am 6. 11. 19).

1. Schaltungsanordnung zur Erzeugung ungedämpfter Schwingungen mittels Kathodenstrahlröhre, dadurch gekennzeichnet, daß unter Ver-

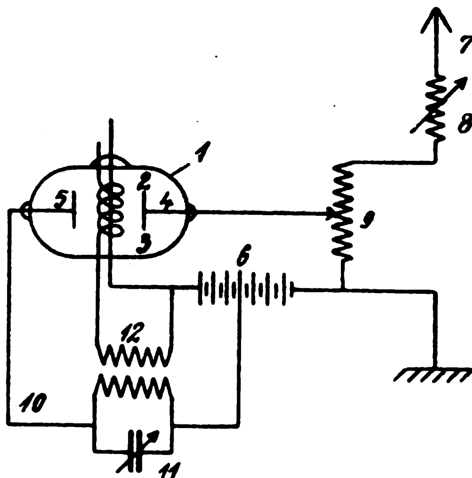


Fig. 8.

wendung einer Hilfsanode in beliebiger, an sich bekannter Art Schwingungen in der Röhre erzeugt werden und hierdurch eine starke Gitterbeeinflussung herbeigeführt wird, welche auf die Hauptanode zur Wirkung gebracht wird.

Fig. 8 zeigt diese Schaltungsanordnung.

Schwingungserzeugung mittels Lichtbogengeneratoren.

K. P. 298 409. C. Lorenz Akt.-Ges. in Berlin. Vom 19. 10. 13 ab (ausgegeben am 9. 10. 19).

Verfahren und Schaltungsanordnung zur Verbesserung des Wirkungsgrades von Lichtbogengeneratoren, dadurch gekennzeichnet, daß mehrere auf der Gleichstromseite in Serie gespeiste Lichtbogengene-

Digitized by Google

ratoren Verwendung finden, an welche nicht schwingungsbestimmende Wechselstromwiderstände in parallel geschalteten Zweigen angeschlossen sind, so daß die in diesen erzeugte Hochfrequenzenergie in einem Nutzsystem (Antenne) zur Wirkung kommt.

Fig. 9 zeigt diese Schaltungsanordnung, die einen überaus großen, nicht vorauszusehenden Wirkungsgrad besitzen soll. Während nämlich bei den gewöhnlichen Lichtbogenanordnungen der Wirkungsgrad etwa 15 bis 20 Prozent beträgt, kann er bei dieser Schaltungsanordnung

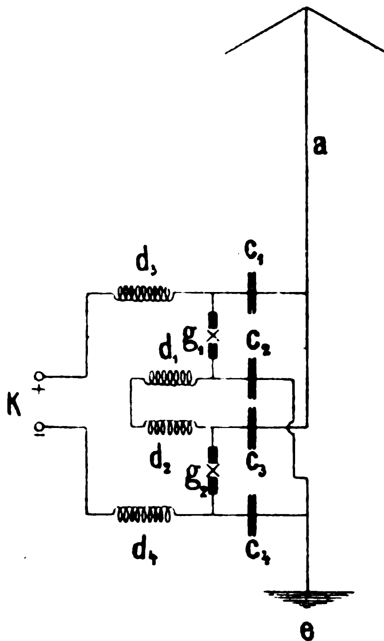


Fig. 9.

ohne weiteres auf über 50 Prozent gebracht werden und erreicht in vielen Fällen eine Größe von etwa 70 Prozent und mehr.

K. P. 298 973. Otto Scheller in Berlin-Lichterfelde und C. Lorenz Akt.-Ges. in Berlin. Vom 28. 5. 15 ab (ausgegeben am 9. 10. 19).

1. Lichtbogengenerator zur Erzeugung schneller elektrischer Schwingungen, bei dem der Lichtbogen in einer geschlossenen Flammenkammer und in einem Magnetfeld brennt, dadurch gekennzeichnet, daß die Elektroden unter einem Neigungswinkel angeordnet sind.

Digitized by Google

Der gekühlte Teil der Flammenkammer ist über die Elektroden gestülpt, während der zwischen den Elektroden stehende Lichtbogen nach der Spitze des Winkels getrieben bzw. an dieser festgehalten wird und die Kohleelektrode möglichst gleichmäßig abbrennt.

Die geneigten Elektroden sind unter bzw. zwischen besonderen, im Innern der Flammenkammer vorgesehenen Zwischenwänden derart angeordnet, daß letztere der Unterstützung der Zirkulation durch Führung der aufsteigenden Gase bzw. Wärme und bei Verwendung von Wasserstoff zur Zentrierung der Wasserstoffatmosphäre dienen.

Bücherschau.

(Die Schriftleitung behält sich eine nähere Besprechung vor.)

Cyril M. Jansky, The Principles of Radiotelegraphy. New York: Mc Graw Hill Book Co., Inc.; London: Hill Publishing Co., Ltd.

Bücherbesprechungen.

C. W. Kollatz, Die Funkentelegraphie. Verlag von Georg Siemens, Berlin 1919. 107 Seiten mit 33 Abbildungen.

Wie der Verfasser selbst sagt, setzt das Buch keine besonderen technischen Kenntnisse voraussetzt, sondern wendet sich an jeden, dem der anregende Stoff zusagt. Dies Ziel ist bei der Funkentelegraphie besonders schwer, wie viele verunglückte Versuche gezeigt haben. Alles in allem kann man sagen, daß der Verfasser sein Ziel erreicht hat, ohne dabei den korrekt wissenschaftlichen Standpunkt wesentlich zu verlassen. Kleinere Fehler, die in der Darstellung unterlaufen sind, spielen dabei eine geringe Rolle. Als Nachteil der Darstellung muß genannt werden, daß der Verfasser wohl unbewußt das Material einer Gesellschaft allzusehr bevorzugt hat. Als ein Vorteil des Buches, den es zur Zeit auch noch den größeren älteren Büchern gegenüber besitzt, besteht darin, daß es die Kathodenröhre ihrer Bedeutung entsprechend würdigt. Die zahlreichen Hinweise auf die geschichtlichen Daten, bei der auch das Ausland gebührend Erwähnung findet, geben eine willkommene Ergänzung.

Otto Lipmann, Die psychische Eignung der Funkentelegraphisten. Programm einer analytischen Prüfungsmethode und Bericht über eine Experimentaluntersuchung. Heft 9 der Schriften zur Psychologie der Berufseignung und des Wirtschaftslebens. 40 Seiten mit 7 Abbildungen. Verlag von Johann Ambrosius Barth in Leipzig, 1919. Preis M. 1.80

Jeder, der während des Krieges an einer Ausbildung im praktischen Funkerdienst teilgenommen, weiß, daß die Veranlagung bei den Fortschritten des einzelnen eine große Rolle spielt, und daß diese unabhängig ist von der Intelligenz des Individuums. Bei dem außerordentlichen Mannschaftsbedarf, den die Funkertruppe während des Krieges hatte, konnte der einzelne

Digitized by Google

auf seine Eignung schwer ausgesucht werden, zumal der negative Gesichtspunkt der Eignung zur Infanterie praktisch eine große Rolle spielte. Psychotechnische Untersuchungen hätten, allgemein angewandt, hier großes leisten können. Die von Lipmann berichtete Methode wurde von ihm und Reichenbach beim Kommando der Flieger F.-T.-Lehrabteilungen in Neuruppin ausgearbeitet. Damit erklären sich gewisse nur auf die Flieger zutreffende Behauptungen Lipmanns. So trifft die Behauptung, daß für die Funkertauglichkeit ein Tempo von 60 Buchstaben pro Minute genüge, keineswegs zu. Hierdurch erklärt sich vielleicht auch die nicht zutreffende Ansicht, daß der automatische Empfang funkentelegraphischer Zeichen unmöglich wäre. Die beschriebene sogenannte komplexe Methode besteht nicht darin, daß der berufliche Arbeitsvorgang in seine Elemente zerlegt und einzeln untersucht wird, sondern der Arbeitsvorgang wird in seiner komplexen Gesamtheit nachgeahmt und das Experiment ist von ihm nur dadurch verschieden, daß der Berufsvorgang wesentlich vereinfacht ist und daß sowohl die einzelnen Aufgaben, wie die Leistungen des Prüflings unter meßbare Bedingungen gestellt sind.

Dies trifft jedoch in gewissem Sinne bei dem ganz allgemein üblichen Probehören auch zu. Es erscheint mir daher fraglich, ob die von Lipmann angegebene Methode eine hinreichend befriedigende Lösung des Problems darstellt.

Dr. Adalbert Deckert, Einführung in die Funkentelegraphie. Sender und Empfänger. 84 Seiten mit 91 Zeichnungen. Verlag Kösel, München, 1919. Preis M. 1.90.

Das Büchelchen ist in der Art der Militärleitfäden der Funkentelegraphie populär geschrieben. Im Gegensatz zu dem Buch von Kollatz ist es weniger anregend, es ist im wesentlichen wohl als Leitfaden für einen elementaren Unterricht gedacht. Faßbender.

Literaturverzeichnis.

Abraham, H. et **E. Bloch,** Ann. de phys. **9**, 12, S. 237, 1919. Ref. Rev. Gen. de l'Électr. **5**, S. 855, 1919; The Radio Review **1**, 1, S. 43, 1919. Mesure en valeur absolue des périodes des oscillations électriques de haute fréquence.

Abraham, H., E. Bloch et **L. Bloch,** Radio Review **1**, 1, S. 46, 1919. (Ref.) Appareils sensibles pour les mesures en courants alternatifs.

Arco, Graf G. v., Elektrot. Ztschr. **40**, 51, S. 665, 1919. Die drahtlose Großstation Nauen. I. Die Entwicklung.

Austin, L. W., Journ. of the Wash. Acad. of Sc. **9**, S. 335, Juni 1919. Ref. Rad. Rev. **1**, 1, S. 44, 1919. Quantitative Experiments with Coil Antennae in Radiotelegraphy.

Blondel, A., Rad. Rev. **1**, 1, S. 1, 1919. On the Goniometric Functions Applicable to Directive Aerials.

— C. R. **169**, 16, S. 676, 1919. Caractéristiques d'oscillations de lampes à trois électrodes utilisées comme générateurs d'oscillations entretenues.

Digitized by Google

Blondel, A., ebenda 21, S. 943. Amplitude du courant oscillant produit par les audions générateurs.

— et **Touly,** ebenda 13, S. 557. Sur de nouveaux dispositifs amplificateurs potentiométriques universels.

Cohen, S., Proc. Inst. Rad. Eng. 7, S. 327, Juni 1919. Ref. Rad. Rev. 1, 1, S. 47, 1919. On the Electrical Operation and Mechanical Design of an Impulse Excitation, Multi-Spark Group Radio Transmitter. (Further Discussion.)

Dellinger, J. H., Journ. Frankl. Inst. 188, S. 95, Juli 1919. Ref. Telegraph and Telephone Age. S. 370, August 1919; Rad. Rev. 1, 1, S. 45, 1919. Radio Transmission Formulae for Antenna and Coil Aerials.

Donle, P., Radio Amateur News 1, S. 14, Juli 1919. Ref. Rad. Rev. 1, 1, S. 49, 1919. A New Electron Tube.

Dornig, W., Elektrot. Ztschr. 40, 51, S. 666; 52, S. 687, 1919. Die drahtlose Großstation Nauen II. Der Hochfrequenzmaschinensender.

Eccles, W. H., Rad. Rev. 1, 1, S. 11, 1919. An Investigation on the Internal Action of a Triode Valve.

— ebenda S. 26. The Three-Electrode Thermionic Vacuum Tube and the Revolution in Wireless Telegraphy. (Discussion on Thermionic Valves.)

— Proc. Phys. Soc. 31, 5, S. 269, 1919. The Use of the Triode Valve in Maintaining the Vibration of a Tuning Fork.

Eisler, P., Wireless World 6, 72, S. 649, 1919. Equatorial Wireless. A New Station Erected at Sta. Elena, Ecuador.

Electrician 83, 6, S. 134, 1919. Ref. ebenda 7, S. 180, 1919. Weagants Anti-Static Method in Wireless Telegraphy.

Elektrot. Ztschr. 40, 42, S. 525, 1919. (Ref. über L. Bouthillon, Ann. des Postes, Télégr. et Téléph. 1918, Heft 1.) Leistungsfähigkeit und Rentabilität von Anlagen für drahtlose Telegraphie auf große Entfernungen.

— ebenda 47, S. 604. (Ref. über W. Schottky, Arch. f. Electrot. 8, 1, S. 1, 1919.) Über Hochvakuumverstärker.

Esau, A., Naturwissenschaften 7, 48, S. 912, 1919. Die Braunsche Rahmenantenne und ihr Anwendungsgebiet in der drahtlosen Technik.

Fortescue, C. L., Proc. Phys. Soc. 31, 5, S. 319, 1919. Ref. Rad. Rev. 1, 1, S. 47, 1919. The Current-Voltage Characteristics of High-Voltage Thermionic Rectifiers.

Galster, J., Wireless World 6, 71, S. 591, 1919. Great Wireless Stations of the World. I. Stavanger Radio.

Gildemeister, M., Elektrot. Ztschr. 40, 48, S. 616, 1919. Eine kleine Poulsenlampe für Meßzwecke.

Herweg, J., Verh. d. D. Phys. Ges. 21, 17/18, S. 572, 1919. Die Messung sehr kleiner Kapazitätsänderungen mittels ungedämpfter Schwingungen.

Höpp, W., Elektrot. Ztschr. 40, 51, S. 681, 1919. (Brief a. d. Schriftltg.) Zur Theorie der Gleichrichter.

Honan, J. J., Wireless World 7, 74, S. 98, 1919. The Wireless Telephone and the Evolution of Speech Transmission.

Industrie Électrique 27, 616, S. 76; 626, S. 270, 1918. (Ref. über L. W. Austin, Journ. of the Wash. Acad. of Sc. vom 19. 9. 17.) Notes sur l'audion.

Digitized by Google

Industrie Électrique 27, ebenda 616, S. 80. Méthode de cöincidence pour signaux maritimes.

— ebenda 630, S. 343. La radiotélégraphie en Allemagne et en France.

— ebenda 635, S. 459. (Ref. aus Year Book of Wireless Telegraphy and Telephony, 1918.) Emploi du fer dans les appareils à haute fréquence.

Miller, J. M., Proc. Inst. Rad. Eng. 7, S. 299, Juni 1919. Ref. Rad. Rev. 1, 1, S. 43, 1919. Electrical Oscillations in Antennas and Inductance Coils.

Nesper, E. und **A. Meißner,** Elektrot. Ztschr. 40, 44, S. 557, 1919. (Briefe a. d. Schriftltg.) Über Röhrensender.

Own, B. R. and **Letit Leak,** Wireless World 6, 72, S. 678, 1919. Valves.

Pedersen, P. O., Proc. Inst. Rad. Eng. 7, S. 293, Juni 1919. Ref. Rad. Rev. 1, 1, S. 47, 1919. On the Poulsen Arc and Its Theory. (Supplementary note.)

Pletts, Vincent, Wireless World 7, 75, S. 146, 1919. Heterodyne Envelopes.

van der Pol, Balth, jun., Proc. Phys. Soc. 31, 5, S. 290, 1919. A Comparison of the Wave-form of the Telephone Current Produced by a Thermal Detector and by a Rectifier in Heterodyne Reception.

Preuner, G. und **L. Pungs,** Verh. d. D. Phys. Ges. 21, 17/18, S. 594, 1919. Elektrolytisch verkupfertes und verzinktes Eisen im Hochfrequenzfelde.

Radio Review 1, 1, S. 24, 1919. Report of the Committee on Radiotelegraphic Investigations. (Solar Eclipse Report.)

Rankine, A. O., Proc. Phys. Soc. 31, 5, S. 242, 1919. On the Transmission of Speech by Light.

Robinson, J., Rad. Rev. 1, 1, S. 39, 1919. Directional Wireless, with Special Reference to Aircraft.

Rogowski, W., Arch. f. Elektrot. 8, 8, S. 269, 1919. Litze oder massiver Draht?

Sagnac, G., C. R. 169, 15, S. 643, 1919. Mécanique absolue des ondulations et Relativité newtonienne de l'énergie.

— ebenda 18, S. 783. Comparaison de l'expérience et de la théorie mécanique de l'éther ondulatoire.

Schmidt, K., Elektrot. Ztschr. 40, 45, S. 562, 1919. Das Arbeiten der Mittelfrequenzmaschine auf den Löschfunkensender.

Schütt, K., Ztschr. f. d. phys. u. chem. Unterr. 32, 5, S. 145, 1919. Über Selbstinduktion.

Scott-Taggart, J., Wireless World 6, 71, S. 628, 1919; Electrician 83, 9, S. 221, 1919. The Use of Impedance, Capacity, and Resistance Couplings in High-Frequency Amplifiers.

— ebenda 7, 74, S. 93; 75, S. 152, 1919. Practical Notes on the Use of Small-Power Continuous Wave Sets.

Smith, T. Vincent, Rad. Rev. 1, 1, S. 38, 1919. Wireless in the Royal Flying Corps.

Telegraph and Telephone Age, S. 330, Juli 1919. Ref. El. Rev. 85, S. 233, August 1919; Rad. Rev. 1, 1, S. 46, 1919. Radio Transmitting Sets on the N. C. Type Seaplanes.

— ebenda S. 342. Ref. Rad. Rev. 1, 1, S. 48, 1919. Wireless Telephone Transmitter for Seaplanes.

Thurn, H., Elektrot. Ztschr. 40, 44, S. 545, 1919. Die Indienststellung der Funkentelegraphie für öffentliche Verkehrszwecke.

Digitized by Google

Thurn, H., Jahrb. d. Nordd. Lloyd 1918/1919. Die deutsche Funkentelegraphie im Weltkriege.
— Arch. f. Post u. Telegr. Nr. 8. Das drahtlose Telegraphieren und Fernsprechen mit Hilfe der Kathodenröhre.
Wireless World 6, 71, S. 598, 1919. Super-Sensitive Receivers.
— ebenda S. 623. Wireless in Air Navigation.
— ebenda 72, S. 656. Recent Developments in Field Station Apparatus.
— ebenda S. 685. The Design and Construction of Apparatus for the Wireless Transmission of Photographs. (Article II.)
— ebenda 7, 75, S. 127, 1919. The Weagant „X-Stopper".
Zickler, K., E. u. M. 37, 40, S. 449, 1919. Die Berechnung des Wechselstrom widerstandes von Eisenleitern mit kreisförmigem Querschnitt.

Kurze Mitteilungen.

Vortragsreihe über elektrische Entladungen in Gasen und im Vakuum, mit technischen Anwendungen.

In wöchentlichen Vorträgen behandelten die Herren H. Rukop und W. Hausser im Elektrotechnischen Verein vom 20. 10. bis 8. 12. das obige Thema.

Nach einer sehr ausführlichen Besprechung der Evakuiermethoden wurden Glimmentladung, Lichtbogen, auch die optischen Erscheinungen bei der Gasentladung und die Glühelektronenemission besprochen.

Den interessanteren Teil der Vortragsreihe bildeten die Vorträge über die Verstärkerröhren, und Senderöhren, in denen die den Lesern des Jahrbuchs bekannten Arbeiten einem größeren Publikum zusammenhängend vorgetragen wurden.

Drahtlose Gesellschaft in London. Die Gesellschaft, die in Kürze ihre Tätigkeit wieder aufnimmt, vereinigt die englischen Kreise, die sich für das Studium und die Forschung in der Drahtlosen Telegraphie interessieren.

In **Stockholm** ist eine neue Gesellschaft für drahtlose Telegraphie unter dem Namen Svendska Radio Aktiebolaget gegründet worden.

Eine neue wissenschaftliche Zeitschrift: The Radio Review. Seit Oktober 1919 erscheint in London monatlich eine radiotelegraphische Zeitschrift[1]) obigen Namens, welche etwa die gleichen Ziele verfolgt als das Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie. Das Unternehmen steht unter der Leitung von Prof. G. W. O. Howe und P. R. Coursey. Zweifellos hilft diese Neuerscheinung in England einen lange vorhandenen Mangel ab, da dort bisher eine zusammenfassende Zeitschrift für Wellentelegraphie und Hochfrequenztechnik nicht existierte.

Wir begrüßen das Unternehmen mit Rücksicht auf die Förderung wissenschaftlicher Arbeit und die Erweiterung unseres speziellen Interessenkreises.

Persönliches (Mitteilungen aus dem Leserkreis erbeten).

Dr. techn. Unger, Konstruktionsingenieur an d. Techn. Hochschule Berlin erhielt einen Ruf als ordentlicher Professor für Elektromaschinenbau an d. Techn. Hochschule in Braunschweig. Prof. Willy Wien hat die Berufung als Nachfolger von Prof. Röntgen an d. Universität München angenommen.

1) Verlag: The Wireless Press, Limited, 12 & 13, Henrietta St., London, W. C. 2. Preis im außerenglischen Europa 41,00 Fr. jährlich.

Jahrbuch

Zeitschrift für

drahtlose Telegraphie und Telephonie

Band 15. | März 1920. | Heft 3.

Inhalt.

Manuskripte für das Jahrbuch sind an die Radaktion: *Prof. Dr. H. Faßbender, Berlin-Charlottenburg, Königsweg 24,* zu senden. Zur Erleichterung der Berichterstattung wird um Zusendung einschlägiger Sonderabdrücke und Mitteilung wichtiger Arbeiten für das Literaturverzeichnis gebeten.

Abonnements und Inserate sind an die Verlagsbuchhandlung von *M. Krayn, Berlin W. 10, Genthinerstraße 39* zu richten.

Digitized by Google

Über Empfangsanlagen der drahtlosen Telegraphie.

Von G. Leithäuser.

(Mitteilung aus dem Laboratorium der Techn. Abteil. d. Funkertruppen.)

Die starke Zunahme des Verkehrs mittels der drahtlosen Telegraphie über große Entfernungen hat im Laufe der Zeit das Bedürfnis gesteigert, neben der Station, die den Sendebetrieb abwickelt, eine besondere Empfangsanlage zu haben, welche in der Lage ist, in den Sendezeiten ohne Störung durch die ausgesandte Energie zu empfangen. Die Hauptgründe, die für den Bau solcher Anlagen sprechen, sind die Ausnützung der meist mit sehr großen Kosten hergestellten Maschinen, die die zum Senden nötige Hochfrequenzenergie erzeugen, die beim Vorhandensein der Empfangsanlagen dauernd in Betrieb genommen werden können, wodurch besonders die zum Anlassen und Einregulieren anderenfalls verlorene Zeit nutzbringend verwendet wird. Hinzu kommt, daß solche modernen Empfangsanlagen, wie unten näher ausgeführt wird, gleichzeitig auf engem Raum mehrere unabhängig voneinander arbeitende Empfänger, die dauernd für je eine Gegenstation bereit stehen können, vereinigen können und daß sie nebenbei keine mit allzugroßen Kosten für Hochbau und Bauschwierigkeiten versehenen Objekte darstellen. Durch die Entwicklung der Kathodenröhren in den letzten Jahren und deren Zusammenschaltung zu besonderen Verstärkeranordnungen haben sie eine derartige Einfachheit erlangt, daß in absehbarer Zeit mit der endgültigen Trennung der Sende- und Empfangseinrichtung auf jeder größeren Funkstelle zu rechnen sein wird. Im folgenden sollen nun die Bedingungen untersucht werden, welche man an eine Empfangsanlage, besonders für Übersee-Empfang zu stellen hat, und es sollen die technischen Einrichtungen angeführt werden, welche für diese Anlagen in Frage kommen.

Zwei Bedingungen sind es, die man an jede Empfangsanlage von vornherein stellen muß. Erstens soll die Stärke der aufzunehmenden Signale groß sein und zweitens dürfen Störungen nennenswerte Intensitäten gegenüber der aufzunehmenden Intensität nicht erreichen. Das letztere bezieht sich sowohl auf Störungen, die durch den eigenen oder fremde Sender hervorgerufen werden, oder auf hierin gleichwerte Gebilde, wie Wechselstromzentralen oder atmosphärische Geräusche.

Bei der praktischen Verwirklichung der Anlagen muß man heute von dem Grundsatz ausgehen, daß nach der Vervollkommnung der Verstärker allein durch richtige Anwendung derselben unter Zuhilfe-

Digitized by Google

nahme ganz kleiner und einfacher Antennengebilde die genügend großen Empfangslautstärken im Kopffernhörer zu erhalten sind. Man braucht daher nur in den seltensten Fällen für ganz besondere Zwecke, beispielsweise um in den schlechtesten Empfangstagen der Sommermitte den Übersee-Empfang zu garantieren, größere Antennen, die Mastbauten ziemlicher Höhe verlangen. Für alle anderen Empfangsanlagen kann man auf die Art der zu verwendenden Antenne sein Augenmerk richten. Hierbei gelten zwei Gesichtspunkte; erstens soll die Antenne in der Bauart einfach sein, und zweitens soll sie, durch Richtwirkung ausgezeichnet, besonders starke und häufig auftretende Störer, wie z. B. den eigenen Sender, zu beseitigen erlauben; endlich sollen die atmosphärischen Störungen im Verhältnis zur aufzunehmenden Intensität möglichst klein bleiben.

Antenne: Von den üblichen Antennen, die ohne ausgezeichnete Richtwirkung arbeiten, wird man für die Zwecke störungsfreien Übersee-Empfangs, besonders in der Nähe einer Großstation meistens absehen. Schon die Benutzung der Erde oder eines gewöhnlichen Drahtgegengewichts verbietet sich bei Verwendung großer Verstärkungszahlen, da hierdurch vielfach Geräusche, den Luftstörungen ähnlich, eingeführt werden. Ganz besonders ist dies innerhalb von Großstädten der Fall, wo durch diese Maßnahme zumeist eine Koppelung mit den stromliefernden Zentralen bedingt ist. So bleiben gerichtete Antennen für die erwähnten Zwecke die maßgeblichen. Man kann sie in zwei Typen trennen; der eine besteht aus offenen Gebilden, zu denen alle in einer Ebene liegende, symmetrisch um eine Achse angeordneten Drahtgebilde zu rechnen sind, die ihre Ableitungen zur Empfangsapparatur meistens in Nähe der Achse haben werden, der andere ist als geschlossenes Gebilde aufgebaut, dessen Drahtleitung in beliebiger Form eine Fläche umschließt, während die Empfangsapparatur meistens in eine Symmetriestelle dieser Fläche geschaltet wird. Von den offenen Gebilden ist zweifellos die einfachste und praktisch am leichtesten auszuführende Form die von Kiebitz untersuchte Erdantenne mit symmetrisch liegendem Gegengewicht. Da in Empfangsanlagen die Höhe über dem Erdboden bei solchen Antennen praktisch ziemlich belanglos ist, da eine geringere Empfangsenergie, die durch kleinere Höhe über dem Erdboden bedingt ist, leicht durch geeignete Verstärkeranordnung ausgeglichen wird, so genügen zum Aufbau Höhen von 6—10 m über Boden. Man verwendet mit Vorteil bei längeren Antennen ein Gestänge, wie es zum Bau der Telephonleitungen üblich ist und nimmt massiven Draht, da Litze mechanisch und elektrisch nicht zu empfehlen

Digitized by Google

ist. Empfängt man mittels Detektors, so lohnt es sich, falls durch die Bodenbeschaffenheit die Dämpfung nicht zu groß wird, die Antennenlänge nach der aufzunehmenden Welle zu bemessen. Da die Großstationen des Überseeverkehrs mit Wellenlängen von 9000 m bis 17 000 m zur Zeit arbeiten, so sieht man, zu welchen unbequemen horizontalen Abmessungen man gelangt, wenn man die Antenne auch nur annähernd gleich der Halbwelle der aufzunehmenden Schwingung machen wollte. Die Verwendung der Hoch- und Niederfrequenzverstärkung erlaubt nun diese Länge wesentlich zu reduzieren, so daß man mit 200 m Länge ausgezeichnete Resultate erhält. So gut jedoch die Empfangsstärken mit solchen Antennen sind, so leiden sie doch sehr an Luftstörungen und Störungen durch nicht weit entfernte Wechselstromanlagen. Dadurch, daß die freien Enden der Antenne räumlich sehr weit voneinander getrennt sind, befinden sie sich allzuleicht, zur Sommerszeit fast ununterbrochen, auf Punkten ungleichen Luftpotentials; schwankt dieses nur um ein geringes, so wird die Antenne zum Schwingen angestoßen. Ein sekundärer Empfangskreis nützt in solchem Falle nichts, da er auf die gleiche Periode abgestimmt ist, in welcher die Antenne schwingt. Infolgedessen hat man bei solchen Anordnungen im Kopffernhörer störende Geräusche großer Stärke, die oftmals eine Aufnahme unmöglich machen.

Eine ganz andere Art von Antennen ist durch Spulen verschiedener Windungsfläche gegeben. Nachdem zuerst F. Braun im Jahre 1913 mit solchen Antennen Versuche gemacht und die Richtwirkung derselben durch Anpeilen der Eiffelturmstation gezeigt hatte, traten diese Antennen, meistens als Rahmenantennen bezeichnet, erst nach Einführung der Empfangsverstärker sehr in den Vordergrund. Da der Strahlungswiderstand eines geschlossenen Drahtrahmens sehr wesentlich kleiner ist als der eines offenen langen Drahtes, so ist auch die mit Rahmen erheblicher Abmessungen erhaltene Empfangsenergie wesentlich kleiner als die mit nicht sehr hohen und offenen Drähten erhaltene. Da aber die in die Verstärkerapparatur eingeführten Störungen, die als Geräusche das Ohr bald ermüden, bei Rahmenantennen erheblich kleiner sind als bei offenen, so haben sie sich in letzter Zeit einen Platz gesichert, von dem sie nicht leicht verdrängt werden können. Im Kriege wurden sie, meistens aus einer Windung bestehend, mit verschiedener Flächenbegrenzung benutzt. Vom Verfasser wurden sie zuerst Anfang 1915 an der Ostfront eingeführt, wo sie als Kreuzantenne, bestehend aus zwei senkrecht zueinander stehenden Rahmen, in Verbindung mit einem Goniometer zum Peilen verwendet wurden. Es bewährten sich

Digitized by Google

an 15—25 m hohem Maste die Dreiecks- oder Trapezform (Fig. 1). Für einen Wellenbereich von 1000 bis 3000 m war eine untere Seitenlänge von 50 bis 100 m vorteilhaft, in deren Mitte die Goniometerspule gelegt wurde. Der Bau solcher Antennen wurde mit Bronzelitze von 2 mm Durchmesser als Leitungsmaterial sehr einfach, auch waren die erhaltenen Lautstärken mit massivem Draht nur wenig

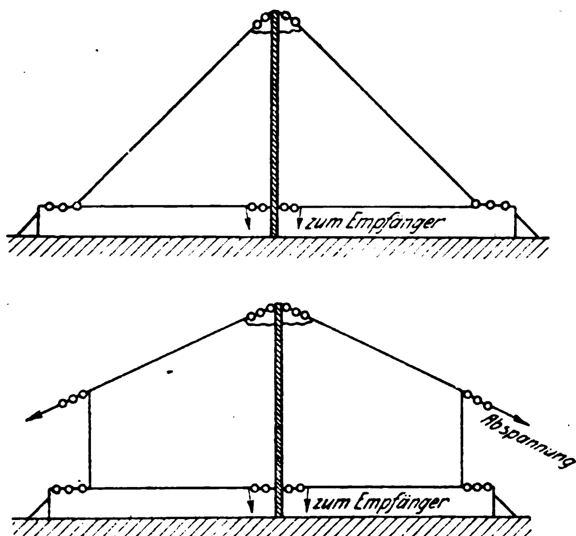


Fig. 1.

besser, dafür aber das Antennengewicht in diesem Falle ganz erheblich größer.

Für die im Großstationsverkehr üblichen hohen Wellen bis hinauf zu 20 000 m ist es einfach, die Windungsfläche der Antennenspulen zu vergrößern; da infolge der Vergrößerung der horizontalen und vertikalen Abmessungen bald Grenzen praktischer Art gezogen sind, so wird man auf den Bau mehrerer Windungen geführt. Vorzüglich bewährten sich Spulen, welche im Querschnitt ein auf der Spitze stehendes Quadrat oder Rhombus bildeten. Um eine kleine Kapazität bei solchen Gebilden zu erlangen, wurden die Windungen in einigem Abstand voneinander geführt. Der dieselben tragende Mast, es genügen für die weitgehendsten Zwecke Holzmaste von 40 m Höhe, bildet die eine Diagonale des Rhombus. Die Windungen laufen an der Mastspitze

Digitized by Google

und am Mastfuße zusammen und haben hier einen gegenseitigen Abstand von ca. 10 cm, während sie in Höhe der Mastmitte, wo sie von einer Rahe gehalten werden, einen gegenseitigen Abstand von 80 cm haben. Eine Fläche von 40 qm für eine Windung ist bei weitem ausreichend. 6 bis 8 Windungen genügen für einen Wellenbereich bis 20 000 m; die größte Lautstärke ist jedoch meistens schon mit zwei, höchstens drei Windungen erreicht. Die Bauart solcher Antennen ist nicht schwierig; wenn der Mast genügend stabil ist, lassen sich die Rahen

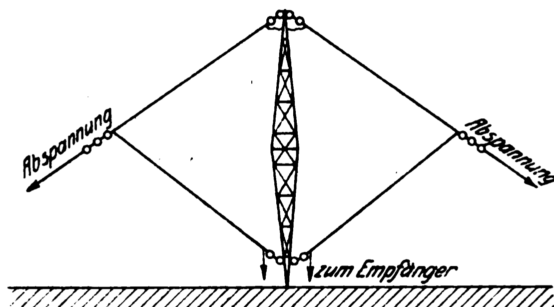


Fig. 2.

mit dünnem Stahlseil abspannen, so daß man keine seitlichen Hilfsmaste braucht, die nur erforderlich werden, wenn Geländeersparnis gewünscht wird (vgl. Fig. 2). Am unteren und bisweilen am oberen[1]) Mast wird man in der Höhe der zusammenlaufenden Windungen Vorrichtungen zum Schalten der einzelnen Windungen vorsehen, es bewährte sich bei 6 vorhandenen Windungen eine Unterbrechung der Spule nach der zweiten Windung, so daß man wahlweise zwei, vier oder sechs Windungen benutzen konnte.

Umschaltbare Antennen für geschlossene und offene Form. Bei der großen Brauchbarkeit der Rahmenantennen ist doch nicht zu verkennen, daß die mit denselben erhaltenen Empfangsenergien im Bereich der kleinen Wellen bis etwa 1500 m bedeutend kleiner sind, als die mit offenen Antennen erhaltenen. Es erscheint darum

1) Für scharfes Minimum in der Nähe einer Großstation dürfen die Windungen nicht fortlaufend geschaltet werden, sondern sind so zu verbinden, daß von der mittleren Windung ausgegangen wird, darauf die beiden seitlich benachbarten folgen, darauf die nächstfolgenden seitlichen Windungen, so daß die mittlere Windung immer durch zwei seitliche ersetzt erscheint.

Digitized by Google

zweckmäßig, in den Fällen, in denen man mit der Antenne kleine und große Wellen aufnehmen will, ohne mit ungünstigen Empfangsenergien rechnen zu müssen, eine Antennenform einzuführen, welche sich durch eine einfache Umschaltung in die offene oder geschlossene Form wandeln läßt. Zwei Antennenformen dieser Art sind vom Verf. ausprobiert worden. Die erste, aus der Fig. 3 ersichtliche, besteht für normale Empfänger bis zu 7000 m aus zwei Erdantennen von 100 m Drahtlänge, in der Figur *A B* und *D C*, welche ungefähr 4 bis 6 m

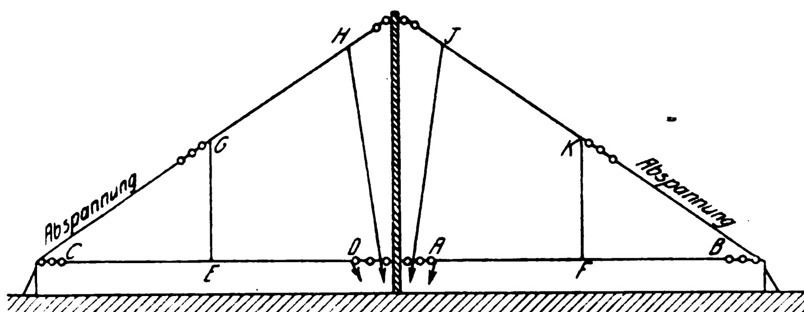


Fig. 3.

über dem Erdboden ausgespannt werden. Über der Mitte dieser Drahtlängen, abgezweigt von den Punkten *E*, *F* erhebt sich über der Erdantenne ein Viereck, welches mit der Leitung *G H I K*, wobei *H* mit *I* kurzgeschlossen und der Empfänger an *D* und *A* angeschlossen sei, eine große geschlossene Antenne bilden kann. Die freien Enden *C E* und *F B* stören hierbei nicht durch ihre Kapazität, bringen aber auch keinen erheblichen Vorteil. Legt man den Empfänger zwischen *H* und *I*, während *D* und *A* ohne Verbindung sind, so hat man es mit einer offenen Antenne mit günstiger Verteilung der Kapazität zu tun. Die Empfangsenergien für kleine Wellen sind in dieser Schaltung sehr erheblich. Man sollte die Antenne aus gutem Draht bauen; Litze von kleinem Querschnitt ist weniger zu empfehlen. An einem Maste sind die Leitungen *G H* und *I K* unter Zwischenschaltung von Porzellanisolatoren, ebenso die Erdantennen *C D* und *A B* befestigt. Letztere benötigen noch zwei schwache Maste an den Enden, die gleichzeitig die Abspannseile der oberen Leitungen aufnehmen. Die beschriebene Antennenform ließ sich auch gut als Sendeantenne in der offenen Schaltung verwenden und hatte ausgesprochenen Richteffekt, wie eine lineare Antenne mit symmetrischem Gegengewicht in derselben Ebene.

Digitized by Google

Die zweite Form, für offene und geschlossene Antenne umschaltbar, erhält man durch Anordnung zweier Rahmen, am besten rechteckiger Gestalt, nach Art der Fig. 4. Zu ihrem Aufbau benötigt man drei Maste von zweckmäßig gleicher Höhe. Zwischen den Masten 1 und 2, sowie 2 und 3 sind gleichartige Rechtecke, zwei oder drei nebeneinander, im Abstand von 1,50 m ausgespannt. Um einen Rahmen großer Längenausdehnung zu erhalten, legt man den Empfänger an CD an, während AB kurzgeschlossen wird. Liegt der Empfänger an AB, so hat man bei offenen Enden C und D eine offene Antenne. In diesem Falle kann an C und D noch eine weitere Windung angeschaltet

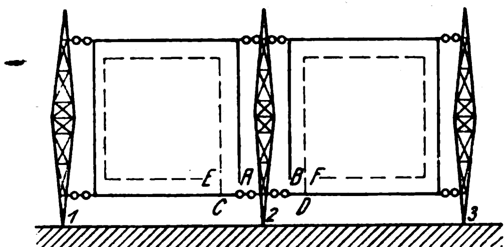


Fig. 4.

werden, in der Figur gestrichelt angedeutet, die an ihren Enden E und F wieder offen ist. Man hat dann an jeder Seite des Empfängers eine am Ende geöffnete Spule. Diese Antenne lieferte bei langen Wellen im Bereich von 5000 bis 17 000 m recht gute Ergebnisse, die Luftstörungen erschienen jedoch etwas stärker, als es bei Benutzung als geschlossene Antenne der Fall war.

Die praktische Erprobung der beschriebenen Antennen geschah beim Bau einer Versuchsanlage in Naumburg, die zum größten Teil von der Telefunken-Gesellschaft gebaut wurde, welche sich auch an den Antennen-Versuchen beteiligte (Herr Dr. Esau, Herr Eberhardt)[1]. Die Anlage stellte zum ersten Male eine Zentralisierung mehrerer Empfangsapparate dar und lieferte die Möglichkeit, dieselbe Übersee-Großfunkstelle auf mehreren benachbarten Empfängern gleichzeitig aufzunehmen, ohne daß eine gegenseitige Beeinflussung zu beobachten gewesen wäre. Rahmenantennen verschiedener Abmessungen konnten mit ihren Empfängern in einem Empfangsraum vereinigt werden, ohne daß sie sich, wenn sie auf verschiedenen Wellen arbeiteten, störten.

1) Für bereitwillige Unterstützung möchte ich auch an dieser Stelle der Gesellschaft Telefunken meinen Dank aussprechen.

Digitized by Google

So waren außer den beiden an die Großrahmen der Fig. 4 anschließbaren Empfängern in dem gleichen Empfangsraum noch zwei weitere Empfänger vorhanden, von denen der eine an einer 4 qm großen drehbaren Rahmenantenne lag, der andere ein Zimmergoniometer in weiter unten beschriebener Anordnung darstellte. Die Anlage benutzte zum Tragen der Großrahmen 5 von Telefunken erbaute Holz-

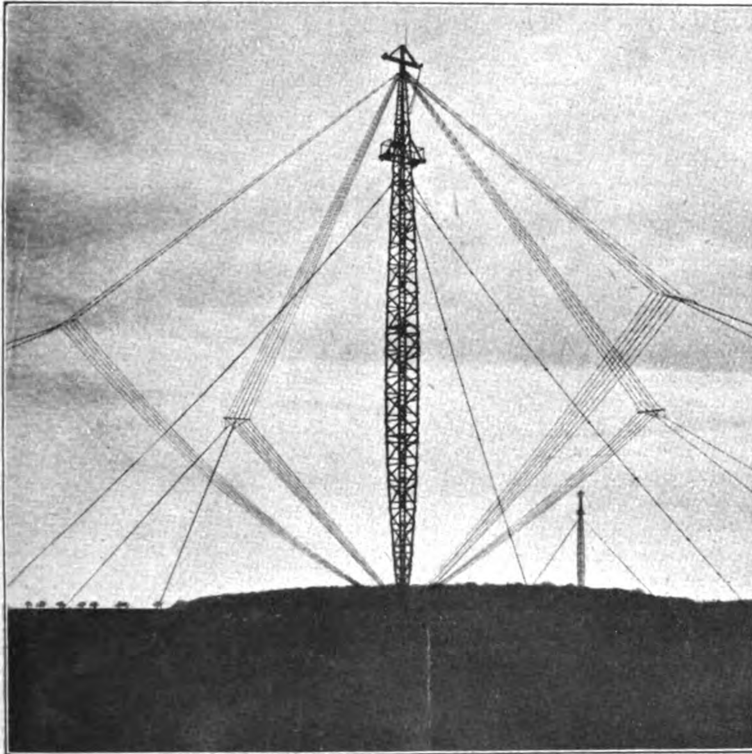


Fig. 5.

türme (siehe Fig. 5), welche im Grundriß eines Kreuzes mit gleichen Armen um einen Mittelmast herum in Abständen von 250 m gebaut waren. Der Empfangsraum, in dem die Ableitungen der Rahmen der Fig. 4 endigten, in dem auch kleinere Rahmen von wenigen Quadratmetern Fläche Raum fanden, lag am Mittelmast (Fig. 4 Nr. 2). Die Türme 1 und 3 trugen eine Spulenantenne der zuletzt beschriebenen Art in einer Abmessung 35 × 240 m, welche drei nebeneinanderliegende

Digitized by Google

Windungen in 150 cm Abstand voneinander aufwies, deren unmittelbare Ableitungen am Mittelmast endigten, um mittels kurzer Leitungen dem Empfangsraum zugeführt zu werden. Die Spulen können, wie oben auseinandergesetzt, verschieden geschaltet werden; für den häufigsten Fall wurden für jede Seite je ein Empfänger angeschaltet, also jede Hälfte als geschlossene Antenne benutzt. Bezüglich der erhaltenen Empfangsstärken für Wellen von 8000 bis 17 000 m zeigte sich, daß zwei Antennenwindungen der einen Antennenhälfte bereits die größte Energie lieferten. Es hatte kaum einen Vorteil, die beiden Antennenhälften zu einem großen Rahmen zusammenzuschalten; die Empfangsenergie wuchs dabei nicht nennenswert, was wohl seinen Grund in der vermehrten Dämpfung durch den Boden hat. Auch wurden die Luftstörungen bei der Durchschaltung zu einem langen Rahmen deutlich stärker, da die äußeren Rahmenseiten schon leicht auf Punkte verschiedener Luftpotentiale kamen. In klaren Herbst- und Wintertagen brachte allerdings die Benutzung dieser Großantenne in der offenen Schaltung ganz erhebliche Empfangsenergien, die auch wegen geringer Luftstörungen ausnutzbar waren und die dazu führten, daß Honolulu einwandfrei aufgenommen werden konnte und die im Bau befindlichen Telefunkenstation auf Java gehört wurde. Eine Vermehrung der Windungszahl der Antenne auf drei Windungen in der geschlossenen Form brachte keinen Gewinn an Empfangsenergie mehr, sondern ließ dieselbe infolge erhöhter Dämpfung etwas zurückgehen. — Die außer den drei erwähnten Türmen noch vorhandenen zwei, die in der senkrechten Ebene zu der zuletzt beschriebenen Antenne aufgebaut waren, wurden mit je zwei gekreuzten Rahmen der Fig. 2 ausgestattet, wobei jeder Rahmen 6 Windungen erhielt, die zur Aufnahme der langen Wellen bis 17 000 m in Serie geschaltet waren. Für die Aufnahme kurzer Wellen waren Unterteilungen vorgesehen, die am Mastfuße in einem Schalthäuschen untergebracht waren, von wo zwei Ableitungen in die an jedem dieser Maste vorhandene Empfangsstelle führten. So konnte man ohne Lautstärkenverminderung oder Beeinflussung an den drei nur 250 m voneinander entfernten Empfangsplätzen dieselbe Übersee-Großfunkstelle aufnehmen.

Verstärker und Empfangsapparate. Bei modernen Empfangsanlagen wird man kaum noch mit Detektor arbeiten. Da die gedämpft sendenden Stationen abnehmen und von den ungedämpft sendenden über kurz oder lang verdrängt werden, sind hauptsächlich solche Anordnungen zu betrachten, welche in einfacher Weise den Schwebungsempfang ermöglichen. Hierin leistet nun das Audion

Digitized by Google

mit Rückkopplung recht Gutes. Wenn es sich jedoch um die Aufnahme langer Wellen handelt, muß man sich zur Erzeugung des brauchbaren Schwebungstones reichlich aus der Abstimmung für die aufzunehmende Welle entfernen und erhält dadurch den schwerwiegenden Nachteil, daß benachbarte Wellen anderer Stationen erheblich stören. Man wird daher dazu geführt, den Schwebungsempfang so auszuführen, daß man einen Hilfssender kleiner Energie, den sog. „Überlagerer" benutzt, der eine gegen die abgestimmte aufzunehmende Welle regulierbare Verstimmungswelle erzeugt, deren Energie mittels einer variablen Kopplungseinrichtung dem eigentlichen Empfängerkreis zugeführt werden muß. Die dem Antennenkreis zugeführte Empfangsenergie wird dann am einfachsten durch aperiodischen Kreis einer Lampen-Anordnung zur Verstärkung der Hochfrequenz zugeführt, hinter welche in manchen Fällen zur weiteren Verstärkung ein Lampenverstärker mit Eisen in den Übertragungsspulen Platz finden kann. Liefert die Antenne genügend Energie, so ist es ratsam, bei Verwendung von Verstärkern, die mit Hochvakuum-Eingitterröhren in Kaskadenschaltung arbeiten, jedes Eisen in Übertragungsspulen der Energie von einer auf die andere Lampe zu vermeiden. Atmosphärische Störungen oder solche aus nicht weit entfernten elektrischen Licht- oder Telegraphenleitungen fallen dann viel weniger ins Gewicht. Das Eisen erleidet durch rasch ablaufende Stöße viel stärkere Magnetisierungsänderungen als durch die Periode des aufzunehmenden Tones, wodurch am Gitter der Röhren hohe Momentanspannungen auftreten, die zu starken Geräuschen im Telephon führen. Man kann allerdings durch gute Kapselung der Transformatoren zwischen den Röhren und durch Verwendung von Doppelgitterröhren, welche durch ein richtig eingestelltes Hilfspotential am Hilfsgitter eine gute Begrenzung der Verstärkerwirkung erlauben, diesen Übelstand beheben. Bei den Versuchen und im Betriebe der erwähnten Empfangsanlage kamen vielfach Hochfrequenzverstärker zur Verwendung, die sich gut bewährten und darin bestanden, daß bei Benutzung von 4 Hochvakuum-Eingitterröhren hinter der Anode der ersten drei Lampen eine Drosselspule von kleiner Streuung und erheblichem Widerstand eingeschaltet war, während die Anodenspannung einer Lampe zum nächsten Gitter der in der Kaskade folgenden durch einen kleinen Kondensator übertragen wurde. Die letzte Lampe wirkte dann als gleichrichtendes Audion und enthielt in dem Anodenkreis das Empfangstelephon mit parallel liegendem Blockkondensator. Im übrigen wurde die vom Verfasser an anderer

Digitized by Google

Stelle beschriebene Schaltung gewählt[1]), die hinter der Anode der ersten Röhre entweder Silitwiderstände oder eine Drosselspule D aus dünnem Draht mit einer Eigenschwingung von $\lambda = 1500$ eingeschaltet hatte, zu welcher parallel ein Drehkondensator C von 500 cm Kapazität die Abstimmung auf die aufzunehmende Welle erlaubt. Hierdurch erhielt man einerseits sehr gute Verstärkungen, andererseits konnte man die Energieentziehung aus dem schwingenden Empfängerkreis mit aperiodischem Kreis vornehmen, ohne daß Störungen durch

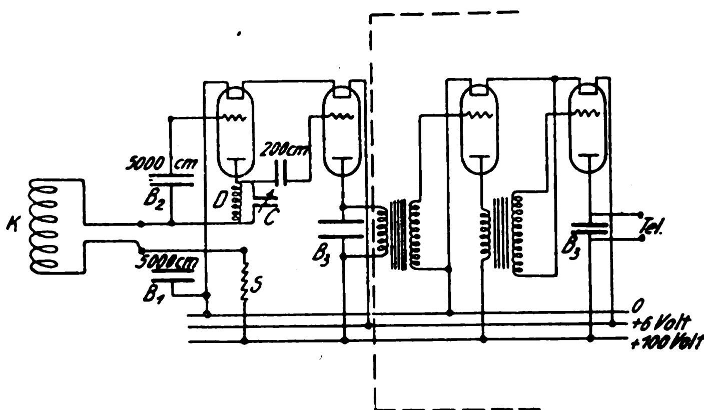


Fig. 6.

sehr starke Stationen, die auf anderen Wellen, als der zu beobachtenden arbeiteten, merklich wurden. Das Schema dieser Anordnung zeigt die Fig. 6. Es mag erwähnt werden, daß zur Aufnahme von Tonfunkenstationen eine Vermehrung der Röhrenzahl mit Drosselspulen in den Anodenkreisen und Kondensatorübertragung zur nachfolgenden am Platze ist. — An Stelle der Kopplung mittels aperiodischen Kreises kann natürlich auch ein abgestimmter Zwischenkreis, allerdings in viel loserer Kopplung treten. Die Vorteile der größeren Selektivität gehen jedoch bisweilen durch die eigene Energieaufnahme dieses Kreises aus dem Raum verloren, eine Erscheinung, auf die weiter unten zurückzukommen ist. An der Selbstinduktionsspule des Zwischenkreises müssen Abnahmekontakte zum Anschluß der Verstärkeranordnung vorhanden sein, da diese nur sehr lose mit dem Kreis gekoppelt werden darf, da sonst leicht ein Selbsttönen der Röhren eintritt. Eine vollständige Empfangsanordnung ist aus Fig. 7 ersichtlich;

1) G. Leithäuser, Jahrb. d. drahtl. Telegr. Bd. 14, Heft 2, S. 152, 1919.

Digitized by Google

sie stellt eine Apparatur der Telefunken-Gesellschaft dar. Man erkennt am Empfänger die beiden Schwingungsspulen, die obere des primären Schwingungskreises, die untere des sekundären; der Abstimmkondensator des Antennenkreises ist von sehr erheblicher Größe und gut veränderlich. Kapazitive Kopplung zwischen Antennen- und Sekundärkreis ist gut vermieden, so daß beim Abstimmen ganz saubere Verhältnisse herrschen und die Kopplung zwischen Antennen- und Sekundärkreis bis auf Null gebracht werden und so lose eingestellt werden kann, wie es ein störungsfreies Arbeiten erfordert. An der Sekundärspule sind zwecks Abgreifens Stöpsellöcher vorgesehen; von diesen geht eine Abzweigleitung zu dem neben dem Empfänger aufgestellten Hochfrequenzverstärker, über welchem der „Überlagerer" als Hilfssender für den Schwebungsempfang einen Platz findet. Die Nähe der beiden Apparate hatte keine störenden Einflüsse. Die an sich bekannte Benutzung der Hilfsschwingung bedarf bei empfindlichen Anordnungen, wie bei der Benutzung des Hochfrequenzverstärkers, besonderer Einregulierung. Sobald man eine Kaskadenschaltung mit mehreren Hochvakuum-Röhren benutzt, welche in den Anodenkreisen mit Spulen oder Widerständen, die etwas Selbstinduktion haben, arbeiten, erhält man ein charakteristisches Maximum für die Kopplung mit der Überlagerungsschwingung. Vielfach wird die Überlagerungsschwingung direkt mit dem Antennenkreis gekoppelt; bei Verwendung offener Antennen treten hierdurch erhebliche Störungen benachbarter Empfangsanlagen auf, da ja die Hilfsschwingung kräftig ausgestrahlt wird; bei geschlossenen Antennen ist bei deren geringem Strahlungsvermögen eine Störung nicht vorhanden. Am besten bewährt sich die Einführung der Überlagerungsschwingung in den Sekundärkreis durch regulierbare magnetische Kopplung. Bei der in Fig. 7 sichtbaren Anordnung wurde eine in der Sekundärspule ursprünglich für andere Zwecke vorhandene drehbare Spule mit der Energieentziehungsspule des Überlagerers verbunden und erlaubte das Maximum der Überlagerungsenergie durch einfache Drehung einzustellen.

Eine wesentlich einfachere Anordnung war für die Rahmenantennen von 40 qm (Fig. 2) vorgesehen, falls dieselben nicht mit einem Goniometerempfänger verbunden waren. Primär- und Sekundärkreis bestanden aus Flachspulen, deren Selbstinduktion 20×10^6 cm betrug, die aus unterteilter Litze hergestellt waren. Die zugeschalteten Kondensatoren hatten ca. 3800 cm maximale Kapazität. An den Spulen waren bei 2×10^6 cm und 8×10^6 cm Unterteilungen vorgesehen; die Hochfrequenzapparatur wurde vom Sekundärkreis bei 8×10^6 cm

Digitized by Google

abgezweigt. Bei 6 Windungen im Antennenrahmen ließ sich mit der Anordnung der Wellenbereich 4000—17000 m überbrücken und besaß dabei gute Störungsfreiheit. Die Kopplung zwischen den Kreisen konnte dabei so lose sein, daß die Spule des Primärkreises neben der des Sekundärkreises zu liegen kam. Um sie regulieren zu können konnte man die Spulen voneinander entfernen oder zweckmäßiger eine derselben um ihre äußere Kante aus der Horizontalebene herausdrehen. Hierdurch ließ sich die Kopplung sogar praktisch auf Null bringen,

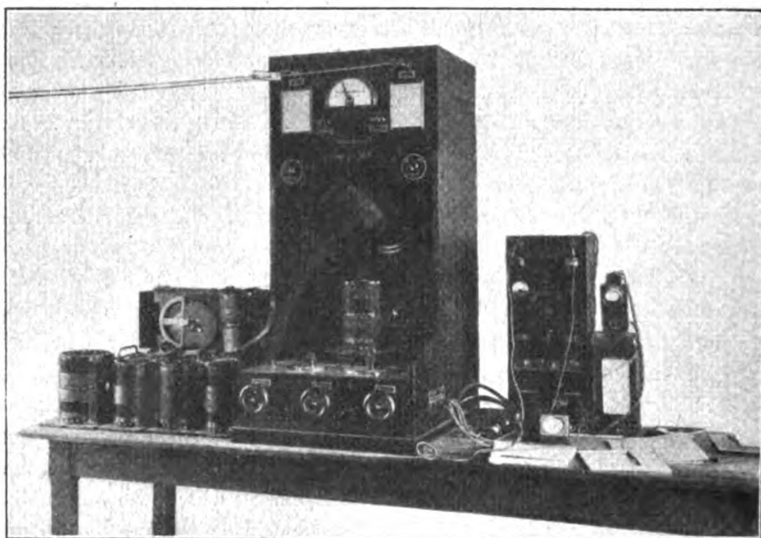


Fig. 7.

was bei einem Drehwinkel von ca. 70° eintrat; bei größeren Drehwinkeln nahm sie dann wieder zu.

Bei einer mit großer Verstärkung ausgerüsteten Empfangseinrichtung pflegen Stationen, die mit großer Energie senden und nicht weit von der Empfangsstelle entfernt sind, besonders wenn sie mit Tonfunken arbeiten. auch andere als ihre Eigenwellen zu stören. Die Anwendung des Sekundärkreises nützt in diesem Falle nichts, da er von der störenden Station in seiner jeweilig eingestellten Welle angestoßen wird. Vielfach sind auch die höheren Harmonischen der Sendestation daran schuld. Diese Störungen lassen sich durch Anwendung eines Goniometers beheben, falls die Richtung, aus der die Störungen kommen, verschieden ist von der, aus welcher die auf-

Digitized by Google

zunehmenden Signale kommen. Auch in denjenigen Fällen, in denen zwei in ihrer Richtung verschiedene Stationen, von denen die entferntere aufzunehmen sei, nahezu mit denselben Wellen senden, ist die Goniometeranordnung zur Trennung der störenden die geeignete. In der oben beschriebenen Antennenanordnung mit den zwei senkrecht zueinander gebauten Rahmen wurde vielfach ein Goniometer als Empfänger verwendet, das von der Firma Seibt gebaut war. Dasselbe enthält zwei übereinander angeordnete abgestimmte Schwingungskreise, die möglichst genau miteinander in den Abmessungen übereinstimmen, deren Magnetfelder aber senkrecht zueinander liegen. Innerhalb dieser Felder sind zwei auf gleicher Achse befestigte, in der gleichen Ebene liegende und hintereinander geschaltete Energieentziehungsspulen drehbar. Wenn die obere dieser letzteren mit dem oberen Schwingungskreis die festeste Kopplung zeigt, ist dementsprechend für die untere Spule die loseste Kopplung vorhanden.

Die Hochfrequenzapparatur kann ohne weiteres mit diesen Drehspulen verbunden werden; bei Abstimmung der Drosselspule hinter der Anode der ersten Verstärkerlampe ist dann meistens ein Sekundärkreis überflüssig. Will man einen Sekundärkreis einführen, so benutzt man die Drehspule des Goniometers in Verbindung mit einer Kopplungsspule zum Zwischenkreis als aperiodischen Kreis zur Energieübertragung. Am sekundären Kreise liegt dann der Empfangsverstärker, während die Überlagerungsschwingung in den übertragenden Kreis lose gekoppelt hineingeführt wird. Die Windungsfläche der Spule des Sekundärkreises darf keine großen Durchmesser aufweisen. Als einfache Zwischenkreisanordnung bewährte sich gut bis zu 2000 m, der größten einstellbaren Welle, ein Audion-Empfänger mit Rückkopplung der Telefunken-Gesellschaft (E. 225), dessen Primärkreis nach Kurzschluß des Primärkondensators mit der drehbaren Spule des Goniometers verbunden war. Um auch bei großen Lautstärken des Senders ein gutes Minimum auf dem Goniometerteilkreis zu erhalten, kommt es auf sehr genaue Abstimmung der Antennenkreise an. Ist diese vorhanden, so erreichen die Minima erstaunliche Schärfe, bis auf Zehntelgrade bei Benutzung der vom Verfasser angegebenen Verstärkerschaltung. Fig. 8 zeigt die Schaltung im einzelnen; darin bedeutet: *R* Spulenwindungen der Antenne, *G* Schwingungskreis im Goniometer, *D* Drehspule desselben, *Z* Spule des Sekundärkreises, *V* Verstärkeranordnung, *H* Überlagerer mit Kopplungsspule.

E n e r g i e a u f n a h m e d e r E m p f ä n g e r s p u l e n. Ein öfters störender Übelstand aller Empfangsanordnungen, die mit Hochfrequenzverstärker

Digitized by Google

oder schwingendem Audion arbeiten, ist die Energieaufnahme der Empfängerspulen aus dem Raum. Die Spulen von Großstationsempfängern nehmen dabei ohne eine Antenne oder Primärkreis so viel Energie aus dem Raume auf, daß man Großstationen, wie Nauen, ohne Mühe auf 2 bis 300 km mit dem Sekundärkreis allein abhören kann. Nähert man einem solchen Kreise, mit dem man eine Großstation hört, das Ende eines isolierten Luftdrahtes von etwa 30 m Länge, so tritt eine erhebliche Vermehrung der Lautstärke der aufgenommenen Zeichen auf. Es

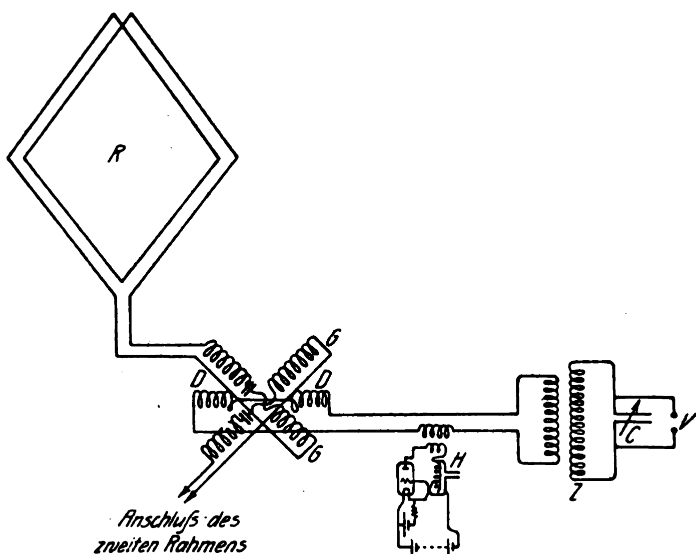


Fig. 8.

ist dies zum Teil auf eine elektrostatische Kopplung der auf dem Draht durch fortschreitende Wellen hervorgerufenen Ladung mit den Gittern der Verstärkerlampen zurückzuführen. Es war hauptsächlich zu befürchten, daß durch diese Erscheinung die Minima, welche beim Drehen der Energieentziehungsspule im Goniometer auftreten, schlecht ausfallen würden. Dieses ist jedoch nicht der Fall, wenn die Antennen des Goniometers so groß bemessen sind, daß ihre Energieaufnahme diejenige der Sekundärkreisspule stark übertrifft; in diesem Falle sind scharfe Minima erhältlich, wenn die Antennenkreise auf die aufzunehmende Welle gut abgestimmt sind, und die Verstärkeranordnung keine Fehler bringt, was am besten durch Verwendung von Widerständen

Digitized by Google

in den Anodenkreisen erreicht wird. Bemerkenswert ist es, daß für Stationen mit Wellen konstanter Amplitude die Einstellung des Minimums im Goniometer bedeutend schwieriger ist, als für Tonfunken-Sender; die Abstimmung der einzelnen Kreise muß hier besonders sorgfältig durchgeführt werden. Dieser Umstand hat aber auch eine Nutzanwendung. Er kann dazu dienen, einen Tonsender, der bei der Aufnahme einer ungedämpft sendenden Station stört, zu beseitigen. Selbst wenn Welle und Richtung der beiden Stationen die gleiche ist, wird man für den gedämpften Sender die Drehspule des Goniometers in ein Minimum der Empfangsenergie stellen können, während kleine vorhandene Abstimmungsunterschiede der Antennenkreise noch ausreichen, um für die ungedämpft sendende Station ein schlechtes Minimum oder geringe Änderung der Lautstärke auftreten zu lassen, so daß man dieselbe in der Minimumstellung des Tonfunkensenders hört.

Rahmenantennen für verschiedene Wellenbereiche. Ein nicht zu unterschätzender Vorteil der Rahmenantennen, auch in der Verwendung als Antenne für Goniometer, liegt darin, daß man durch Aufteilung der Rahmenwindungen zur Einstellung verschiedener Wellenbereiche bei Verwendung der gleichen Empfangsapparate gelangt. Die Ausdehnung des Wellenbereichs in das Gebiet der hohen Wellen ist durch Vermehrung der Windungszahl besonders einfach. So konnte man mit 6 Windungen von 30×30 m Flächeninhalt der Einzelwindung, mit Hilfe des Seibtschen Goniometers, das für eine offene symmetrische lineare Antenne von 300 m Gesamtlänge einen Wellenbereich bis 1800 m besaß, ohne Mühe bis 6000 m gelangen; unter Zuschaltung von Kondensatoren von 4000 cm Kapazität zu denen des Goniometers ließ sich die Welle 13500 m noch abstimmen, so daß die amerikanische Station New Brunswick gut beobachtet und gepeilt werden konnte. Große Wellenbereiche lassen sich nach hohen Wellen auf diese Weise erreichen; Schwierigkeiten treten jedoch auf, wenn man auf kleine Wellen heruntergehen will. Es stört hierbei die Kapazität der Rahmenwindungen gegeneinander. Schaltet man beispielsweise eine oder zwei Windungen der Antenne mit einem Drehkondensator zusammen, während die übrigen Antennenwindungen offen und elektrisch völlig davon abgetrennt sind, so zeigt sich bei Bestimmung der jeweilig durch Drehen der Kondensatorplatten eingestellten Wellenlänge, daß dieselbe nicht von kleinen bis zu großen Kondensatorkapazitäten gleichmäßig wächst, sondern es treten auf der Skala des Kondensators Gebiete auf, in denen die Wellenlänge des Kreises sich sprunghaft ändert, um dann gleichmäßig wieder anzuwachsen.

In der Fig. 9 sind für die erwähnte Antenne die Werte aufgetragen, wobei die Wellenlänge als Funktion der Kondensatorkapazität abzulesen ist. Bei langsamer Verkleinerung der Kapazität vom Werte 4000 cm ab, sinkt die Wellenlänge, bis sie bei 1500 cm ungefähr 1450 m beträgt. Bei weiterer Verkleinerung des Kondensators geht die Wellenlänge sofort über auf 1100 m. Es tritt also eine Oberschwingung auf, die bei einer Kondensatorkapazität von 350 cm bis auf eine Wellenlänge von 700 m sich erniedrigen läßt; das Gebiet von $\lambda = 1100$

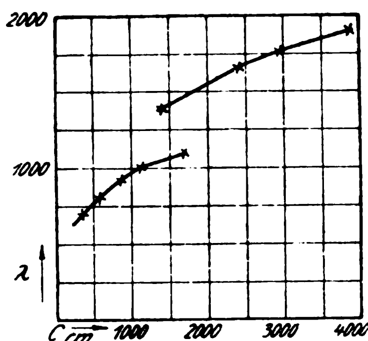


Fig. 9.

bis $\lambda = 1400$ fehlt also und ist in dieser Anordnung nicht aufzunehmen. Die Abstimmschärfe der Oberschwingungen des Wellenlängengebietes $\lambda = 700$ bis 1100 ist geringer als die der Grundschwingung; ebenfalls die Intensitäten der empfangenen Zeichen. Man kann die Kapazität der Windungen gegeneinander durch verschiedene Schaltungskombinationen derselben in geeigneter Weise verkleinern; auch ein Kurzschluß der nicht benutzten Windungen kann von Vorteil sein, da die dadurch bedingte Energieabsorption oftmals nicht ins Gewicht fällt. In der Fig. 10 sind für die Fälle der Grund- und Oberschwingung die wirksamen Kapazitäten der Rahmenantenne ermittelt. In bekannter Weise ist λ^2 als Funktion der Kapazität des Kondensators aufgetragen und die entstehende Gerade bis zum Schnitt mit der Abszissenachse verlängert. Die Strecken vom Schnittpunkt mit der verlängerten Abszissenachse bis zum Koordinatenanfangspunkt ergeben dann die gesuchten Kapazitäten. Man findet für den Fall der Grundschwingung ungefähr 800 cm, für die Oberschwingung nahezu die Hälfte.

Empfangsanordnung ohne Antennenabstimmung. Die oben erwähnte Erscheinung der Energieaufnahme geschlossener Schwin-

Digitized by Google

gangskreise mit Spulen nicht erheblichen Durchmessers, wenn der Kreis mit Hochfrequenzverstärkeranordnung verbunden ist, läßt sich dazu verwerten, eine Empfangsanordnung mit nicht abgestimmtem Antennenkreis zu schaffen. Lautstärke und Störungsfreiheit brauchen dabei nicht preisgegeben zu werden. Bereits die Nachbarschaft eines ungeerdeten Luftdrahtes beeinflußt die Größe der aufgenommenen Energie merklich. Dadurch. daß man einen Luftleiter größerer Abmessung

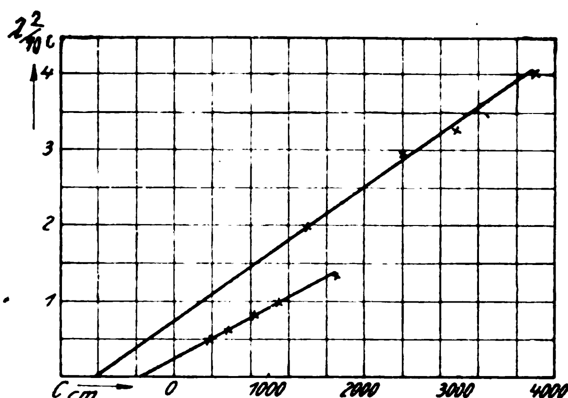


Fig. 10.

durch eine Kopplungsspule mit Erde verbindet und einen auf die aufzunehmende Welle abgestimmten Kreis mit angeschlossenem Verstärker damit koppelt, erhält man gute Empfangsmöglichkeiten. Man erzielt dadurch beispielsweise die Aufnahme kurzer Wellen mit einer Antennne, deren Grundschwingung über der zu beobachtenden Wellenlänge liegt; die hierbei beobachteten Intensitäten können größer sein, als wenn man mit abgestimmter Antenne, die in solchen Fällen sehr kleine Dimensionen haben muß, arbeitet. Luftstörungen fallen bei dieser Methode etwas weniger ins Gewicht, da der Primärkreis keinen Kondensator enthält und weniger leicht zum Schwingen angestoßen werden kann. Auch in Verbindung mit einem Goniometer zur Richtungsbestimmung oder zur Ausblendung von Störern bietet die unabgestimmte Antenne eine Verwendungsmöglichkeit in den Fällen, in welchen vorhandene Kreuzantennen mit einer Eigenschwingung, die über der aufzunehmenden liegt, benutzt werden sollen, wie es z. B. leicht bei Rahmenantennen (Fig. 1) infolge deren hoher Selbstinduktion eintreten kann. Diese werden dann durch die Spulen des Goniometers ge-

Digitized by Google

schlossen, in welchen man vorhandene Abstimmkondensatoren kurzschließt. Die drehbare Energieentziehungsspule des Goniometers wird in Verbindung mit einem Kondensator als abstimmbarer Schwingungskreis benutzt, an dem die Hochfrequenzverstärkung angeschaltet wird. Genaue Werte bei Richtungsmessungen erhält man durch Ausführung zweier Beobachtungen der Lage des Minimums, wobei man mittels Umschalters die Antennen relativ zu den Goniometerspulen vertauscht und das Mittel aus den erhaltenen entsprechenden Winkelwerten bildet. Stimmt man die Antennenkreise des Goniometers ab, so entstehen bei kleinen Wellen oftmals dadurch Fehler, daß die drehbare Spule durch Kapazitätswirkung beim Drehen eine Verstimmung der Antennenkreise zur Folge hat, welche eine falsche Lage des Minimums hervorruft. Diese Fehlerquelle tritt in der Schaltung der unabgestimmten Antennen zurück.

Rahmenantennen kleiner Abmessung. Es liegt sehr nahe zu versuchen, die Abmessungen der Rahmenantennen so weit zu verkleinern, daß sie in gewöhnlichen Beobachtungsräumen Platz finden können. Wenn die Empfindlichkeit der Hochfrequenzverstärkung ausreicht, daß man mit dem e. m.-Feld der Spule die Großstationen des Kontinents in beliebigen Räumen aufnehmen kann, so bedeutet das einen erheblichen Vorteil, zumal man durch einfache Drehung solcher Spulenantennen sich von besonders hervortretenden Störern, die durch Abstimmung und Zwischenkreis allein nicht herauszubringen sind, auf diese Weise frei machen kann, wenn ihre Richtung nicht mit der, aus welcher man empfangen will, zusammenfällt. Es handelt sich also um einerseits eine günstige Rahmenkonstruktion, die in der Wicklung der Antenne nicht große Kapazität auftreten läßt, andrerseits um eine empfindliche Verstärkeranordnung, die, angeschlossen an die Rahmenantenne, beim Drehen derselben wirklich reine Minima der gehörten Stationen liefert. Die ausgeführten Versuche zeigten, daß man mit Rahmenantennen von 2 × 2 m in günstigem Gelände recht weit kommt.

Die Rahmenantenne, für lange Wellen mit 20 bis 40 Windungen ausgerüstet, wird unter Zwischenschaltung einer Kopplungsspule und einer Variometeranordnung, welche meist im Hilfssender eingebaut, die Kopplung mit der Überlagerungsschwingung regelt, mit einem Kondensator (bis 4000 cm) verbunden. Die Kopplungsspule (Flachspule) wirkt auf eine Anordnung, wie sie in Fig. 6 dargestellt ist, wobei nur meistens ein Niederfrequenzverstärker mit drei Lampen angewendet wird. Für sehr große Empfindlichkeit der Anordnung muß die Drosselspule im Anodenkreis der ersten Lampe auf die aufzunehmende Welle ab-

Digitized by Google

gestimmt werden; in den meisten Fällen ist diese jedoch nicht nötig, sondern an Stelle der Drosselspule wird ein Silitwiderstand von 1 bis $2 \times 10^6\ \Omega$ benutzt, wodurch auch die Handhabung der Apparatur sehr einfach wird. Die Intensitäten der Großfunkstellen der Kontinente sind mit dieser Anordnung sehr groß und die Minima beim Drehen der Rahmenantenne vorzüglich scharf. Für Wellen von 1000 bis ca. 3000 m kann man auch den Verstärker direkt an den Kondensator anschließen; eine Unterteilung der Wickelung des Rahmens, die aus 20 bis 40 Windungen für den Wellenbereich 5000 bis 17000 m besteht, empfiehlt sich, um den Verstärker in direkter Kopplung lose genug koppeln zu können. Allerdings hängen die mit solchen Rahmenantennen kleiner Abmessungen erhaltenen Empfangsstärken erheblich von der Örtlichkeit ab, wo man beobachtet. In großen Städten merkt man sehr, wie durch Häusermassen, Eisenkonstruktionen usw. das elektromagnetische Feld geschwächt wird, auch ist hier der Unterschied zwischen Tag und Nacht recht erheblich. Auf flachem Lande sind diese Störungen wegfallend; daher leisten auch die Rahmenantennen, die ja auch durch Luftstörungen weniger stark angestoßen werden als eine offene Antenne, in solcher Örtlichkeit Vorzügliches; die Unterschiede zwischen Tag und Nacht scheinen geringer zu sein. In der oben erwähnten Versuchsanlage ließen sich, abgesehen von den durch sehr schwierige Empfangsbedingungen ausgezeichneten Monaten Juli und August, die amerikanischen Großstationen mit 4 qm großem Rahmen unter Benutzung von 5 Verstärkerlampen einwandfrei aufnehmen. — Für die Ausführung von Richtungsmessungen mit Hilfe dieser kleinen Rahmen mag darauf hingewiesen werden, daß die Anschaltung des Verstärkers keine einseitige Kapazität gegen Erde in das schwingende System einführen soll; dies ist bei der angeführten Schaltung vermieden. Eine Vertauschung der Spulenzuleitungen zu den Kondensatorbelegungen bei Messungen ist nützlich. — Die Rahmenantenne soll mit möglichst kleiner Eigenkapazität behaftet sein; für Wellen über 1500 m, für welche die Benutzung hauptsächlich in Frage kommt, genügt ein Abstand der einzelnen Windungen von 3 mm voneinander. Die Verwendung von unterteiltem Litzendraht oder dünnem, massiven Kupferdraht spielt bei langen Wellen keine wesentliche Rolle; für das Wellengebiet von 5000 bis 17000 m genügte Kupferdraht von 0,8 mm Durchmesser vollkommen.

Zimmergoniometer. Für sichere Aufnahme der Großstationen soll man unter (2 m)²-Fläche nicht heruntergehen. In kleineren Empfangsräumen ist aber die Unterbringung eines solchen Rahmens, wenn

Digitized by Google

derselbe frei drehbar sein soll, oftmals umständlich. Die Raumfrage wird zweckmäßig dadurch gelöst, daß man an Stelle eines Rahmens deren zwei benutzt und zu einer „Zimmergoniometer"-Anordnung übergeht, die darin besteht, daß an zwei Wänden des Zimmers, senkrecht zueinander, zwei Rahmenantennen angebracht werden, deren Zuleitungen zu einem Goniometer führen, an dessen drehbare Spule die Verstärkeranordnung gelegt ist. Die Antennenspulen wird man mit einigem Abstand voneinander bauen; eine kleine Kopplung derselben ließ sich übrigens durch ein vor das Goniometer geschaltetes Hilfsvariometer, dessen wenige Windungen zum Teil in der einen, zum Teil in der andern Antennenspule lagen, kompensieren. Die in Naumburg gebaute Versuchsanlage dieser Art zeigte gute Minima und arbeitete zufriedenstellend. Durch Ausnutzung der 4 Zimmerwände lassen sich so zwei Goniometeranordnungen schaffen, die wenig Raum für sich beanspruchen und auf verschiedenen Wellen arbeitend sich gegenseitig nicht stören.

Die Vereinigung mehrerer Empfangsstellen führte zu einer zentralen Empfangsanlage, d. h. einer solchen, die auf mehreren Empfängern unabhängig voneinander dieselbe oder verschiedene Sendestationen aufzunehmen in der Lage ist, ohne daß sich die einzelnen Empfangsspulen gegenseitig stören. Bei Empfangsstellen, die mit größeren Rahmen in einer Entfernung über 50 m voneinander arbeiten, gelingt diese Störbefreiung ohne weiteres. Schwierigkeiten treten erst auf, wenn in einem Empfangsraum die Zuleitungen von zwei Großrahmen zu je einem Empfänger einmünden, und wenn in demselben Raum außerdem mit mehreren Kleinrahmen gearbeitet werden soll. Hier sind es hauptsächlich die „Überlagerer", welche durch ihre erzeugten Hilfsschwingungen oder auch durch deren Oberschwingungen stören. Die letzteren wird man vielleicht durch eine geeignete Schaltung zur Schwingungserzeugung nach Art des Dynatrons[1]) beseitigen können, so daß hier Besserung zu erwarten ist, jedoch bleibt es schwierig, bei großer Empfängernähe auf eng benachbarter Welle zu arbeiten. Im letzteren Falle gelingt es wohl mittels eines Überlagerers und zwei Empfängern die Wellen von zwei Stationen, die nicht sehr weit auseinander liegen, aufzunehmen. So konnte man mit den in Fig. 4 gezeichneten Rahmen gleichzeitig zwei amerikanische Stationen aufnehmen, die in der in Frage kommenden Zeit mit $\lambda = 9000$ und $\lambda = 9600$ zu senden pflegten, während der „Überlagerer" die Hilfsschwingung $\lambda = 9300$ für beide Empfänger lieferte. Ein gleichzeitiger Betrieb eines Groß-

1) A. W. Hull, Jahrb. d. drahtl. Telegr. Bd. 14, Heft 1. 1919.

Digitized by Google

rahmens und eines 4 qm großen drehbaren, welche beide im gleichen Raum die zugehörigen Empfänger hatten, führte zu dem Ergebnis, daß selbst auf gleicher Welle auf dem Empfänger des Kleinrahmens kaum Störungen bemerkbar waren, wenn derselbe mit eigener Überlagerungsschwingung arbeitete, wobei die aufzunehmende Welle auf dem Großrahmen mit höheren, auf dem Kleinrahmen mit tieferen Wellen überlagert wurde. Dann lag auch das Minimum der beobachteten Station an richtiger Stelle und man hörte störendes Tönen nur bei gelegentlicher Veränderung der Welle am Überlagerer der großen Rahmenantenne. Wurde der Hilfssender der kleinen Rahmenantenne ausgeschaltet, so hörte man durch Kopplung mit dem andern Empfängerkreis mit anderem Ton die Station weiter, das Rahmenminimum war aber verschwunden. Bei Vereinigung mehrerer kleiner Rahmen in erheblicher Nähe läßt sich also, wenn jeder Apparat mit eigenem Hilfssender arbeitet, ungestört empfangen, falls nur eine solche Wellenlängendifferenz für die einzelnen Empfänger vorgeschrieben wird, daß die Hilfssender sich gegenseitig nicht beeinflussen und einen Schwebungston erzeugen.

Nach dem Gesagten erscheint es fast, als könne man in Zukunft für Empfangsanlagen nur mit Rahmen kleiner Abmessungen auskommen, falls nur die nötige Verstärkung angewandt wird, da die Rahmen von 40 × 40 m ungefähr die 150-fache Empfangsintensität liefern welche durch einen weiteren Verstärker am Kleinrahmen leicht zu erreichen ist. Dieses ist jedoch nicht der Fall. Die Schwankungen der Stärke des elektromagnetischen Feldes an der Erdoberfläche lassen es als sehr unsicher erscheinen, daß zu allen Zeiten die Aufnahme der Übersee-Großstationen mit den Kleinrahmen möglich ist. Dagegen erscheinen Abmessungen von $(30\ m)^2$ bis $(60\ m)^2$ allen Anforderungen zu genügen. Dabei empfiehlt es sich, um die atmosphärischen Störungen herunterzudrücken, die horizontalen Abmessungen der Rahmen klein zu halten. Hohe schmale Rahmen sind nach den vorliegenden Erfahrungen die günstigsten Antennengebilde, die am wenigsten unter Luftstörungen zu leiden haben. Für Großempfangsanlagen sollte man wenigstens einen Rahmen von bedeutender Höhe vorsehen. Es hat sich gezeigt, daß in den Monaten Juli und August, in denen ja die hauptsächlichen Störungen auftreten, die absolute Empfangsintensität über der Erde in geringen Höhen erheblich abnimmt, wodurch mit den kleinen Flächen die Unsicherheit der Aufnahme beträchtlich wächst; da das Feld in größerer Höhe weniger gestört zu werden scheint, so sind hier hohe Rahmen am Platze. Für die Großstationen des Konti-

Digitized by Google

nents bedarf es allerdings größerer Bauten nicht mehr; für sie genügen die Rahmen mit wenigen Quadratmetern Windungsfläche vollkommen; selbst bei Gewitter war es nicht schwer, die Großfunkstelle Lyon einwandfrei aufzunehmen, wenn jedes Wort doppelt gegeben wurde; es diente dazu ein Rahmen von 12 qm, der in seiner Richtung so eingestellt wurde, daß die Gegend des Gewitters im Minimum, also in der zur Windungsfläche senkrechten Ebene lag.

Untersuchungen über die Beseitigung der Oberschwingungen bei Maschinensendern.

Von A. Meißner und K. W. Wagner.

(Mitteilungen des Laboratoriums der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie.)

Bei allen bisher verwendeten Anordnungen zur Erzeugung ungedämpfter Schwingungen ist das Auftreten von schwachen Oberschwingungen schon lange bekannt. Diese sind beim Lichtbogen am stärksten und ergeben sich aus der eigentümlichen Charakteristik des Bogens.

Bei der nach dem Verdopplungsprinzip arbeitenden Hochfrequenzmaschinen-Anordnung entstehen sie in der Hauptsache durch Verzerrung der Stromkurve in den Transformatoren. Hier ist die theoretische Möglichkeit vorhanden, daß erstens sämtliche geraden Vielfachen der Antennenfrequenz entstehen und außerdem alle ungeradzahligen Vielfachen der Frequenzen der vorhergehenden Kreise. Bei der Goldschmidt-Maschine entstehen die Oberschwingungen vor allem dadurch, daß die Maschine selbst, wie jeder andere Generator, außer der Grundfrequenz andere Frequenzen, namentlich die 3-fache, 5-fache und 7-fache gibt, und für diese Frequenzen in der Maschine auch eine Frequenzerhöhung auftritt. All diesen Oberschwingungen bei den Hochfrequenzmaschinen-Anordnungen kommen nur ganz geringe Energiebeträge zu, so daß sie mit dem Wellenmesser selbst bei großen Anlagen, z. B. Nauen, nicht gefunden werden konnten. Da diese außerdem nirgends Störungen verursachten, wurde ihnen anfangs keine weitere Bedeutung beigelegt. Erst nach Einführung des ungedämpften Sendegerätes mit Wellen unter 2000 m und dem hochempfindlichen Überlagerungs-Rückkopplungs-Empfänger machten sich die Oberschwingungen beim Empfang störend

Digitized by Google

bemerkbar. Es wurden deshalb auf Veranlassung der Technischen Abteilung der Funkentruppen (Geh. Rat Wien[1]). die Arbeiten zur Untersuchung und Beseitigung dieser Oberschwingungen aufgenommen.

A. Arbeiten in Nauen zur Beseitigung der Oberschwingungen.

A. Meißner.

I. Bestimmung der Oberschwingungen.

Besondere Schwierigkeiten machte die einwandfreie Bestimmung und Messung der Oberschwingungen. In der Großstation Nauen ist es z. B. unmöglich, wegen der Kleinheit der Energie der Oberschwingungen im Verhältnis zu derjenigen der Grundschwingung mit dem Wellenmesser irgendwelche Oberschwingungen festzustellen. Es wurde deshalb eine neue Methode hierfür ausgearbeitet. Sie beruht auf folgenden Grundlagen:

1. Die Messung erfolgt mit einem ganz wenig gedämpften Resonanzkreis ($d < 0{,}004$, wenig gedämpfte in Abstand gewickelte Litzenspulen, Luftkondensatoren und gute Ölkondensatoren, als Energieanzeiger ein mit dem Meßkreis lose gekoppelter Wattzeiger).

2. Ganz feste Kopplung des Meßkreises mit der Antenne (für die kurzen Wellen eine Spule von 1 m Durchmesser mit 40 Windungen in 30 cm Abstand von der fast 2 m großen Antennenverlängerungsspule des Großstationssenders!)

3. Kompensation des Ausschlages der Grundwelle bei Abstimmung auf die Oberwelle durch eine variable Gegeninduktion aus der Antenne in den Kreis des Wattzeigers, so daß der Wattzeiger nur die Energie der Oberwellen anzeigt.

Fig. 1 zeigt das Schema der Meßanordnung. Spule 1 ist eine Spule von 40 Windungen und etwa 1 m Durchmesser, im Raum drehbar derart angeordnet, daß sie in beliebiger Weise Energie aus dem sehr starken Feld der Antennenspule 2 entnehmen kann. Charakteristisch für die Anordnung ist die ungemein feste Kopplung der zur Bestimmung der Oberwellen dienenden Meßkreisspule mit der großen Antennenverlängerungsspule. in welcher ein Strom von 200—300 Amp. fließt. Die Meßkreisspule wurde so weit genähert. daß gerade kein Funkenübergang zwischen den Spulen entstand.

Mit einem derartig eingestellten Meßkreis gelang es. folgende

---

1) Siehe Wien, Jahrb. 1919, Heft 5, „Schwierigkeiten beim Senden und Empfang ungedämpfter Wellen“ S. 446.

Digitized by Google

Oberschwingungen festzustellen (ω = Kreisfrequenz der Grundschwingung. $\frac{\omega}{2}$ = Kreisfrequenz des vorhergehenden Kreises):

$\lambda =$	12 600 m	ω
$\lambda =$	8 400 m	$3\,\frac{\omega}{2}$
$\lambda =$	6 300 m	$2\,\omega$
$\lambda =$	5 000 m	$5\,\frac{\omega}{2}$
$\lambda =$	4 200 m	$3\,\omega$
$\lambda =$	3 150 m	$4\,\omega$
$\lambda =$	2 800 m	$5\,\omega$
$\lambda =$	2 100 m	$6\,\omega$
$\lambda =$	1 800 m	$7\,\omega$
$\lambda =$	1 400 m	$9\,\omega$

Bei Überlagerungsempfang wurden außerdem noch die Wellen 1600, 1260, 1050, 900 und 700 m beobachtet.

Die Empfindlichkeit obiger Anordnung war derart, daß Schwächungen der Oberschwingungen durch irgendwelche Schaltungen bis zu einem Verhältnis 1 : 50 resp. 1 : 100 sicher verfolgt werden konnten.

II. Beobachtung der Oberschwingungen im Empfang.

1. Empfang mit Überlagerer.

Allgemein ist zu bemerken, daß der Empfang mit Überlagerer keine einwandfreien vergleichbaren Empfangsresultate ergibt, da die Intensitäten nicht proportional wiedergegeben, sondern gerade die kleineren Lautstärken unverhältnismäßig mehr verstärkt werden als die großen. Es können nur ganz große Intensitätsunterschiede bei irgend welchen Schaltungsveränderungen an der Sendestelle im Empfang hervortreten.

Einwandfreier wäre eine Methode. bei welcher gleichzeitig mit der jeweils zu empfangenden Oberschwingung ein störender Hilfssender beobachtet wird, so daß der Empfang mit der Störung verglichen werden kann.

Es wurden an drei verschiedenen Stellen die Änderungen am Sender verfolgt:

a) In 4 km Entfernung mit einer 3 m hohen Schirm- oder Rahmenantenne. Die Anlage war durch direktes Telefon mit dem Senderaum verbunden.

Digitized by Google

b) In Seehof (30 km) mit einer 25 m Schirmantenne, Empfänger E. 5., Audion und Dreifachverstärker; für die kurzen Wellen 50 m lange, 10 m hohe L-Antenne, Audion mit Rückkopplung und Dreifachverstärker.

c) Naumburg (200 km) mit einer 12 m hohen und 550 m langen L-Antenne, Empfänger E. 5., Audion und Zweifachverstärker.

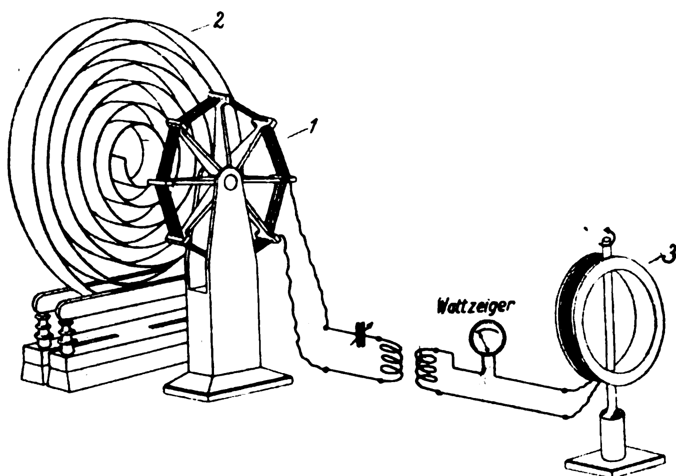


Fig. 1.

2. Empfang mit Detektor und Spiegelgalvanometer (4 km Entfernung).

Dieser Empfang konnte nur zur Kontrolle der Amplituden der Grundschwingungen benutzt werden, dagegen nicht zur Trennung der Oberschwingungen von der Grundschwingung, da hierfür ein extrem wenig gedämpfter Kreis erforderlich ist. In einem solchen machen sich aber die Energieänderungen infolge der Tourenschwankungen der Hochfrequenzmaschine stark bemerkbar und diesen folgt das Spiegelgalvanometer zu träge.

3. Empfang mit Hochfrequenzverstärker und direkt zeigendem Gleichstrominstrument in Relaisschaltung an der letzten Röhre.

Benutzt wurde ein 7-stufiger Hochfrequenzverstärker, induktiv mit der Antenne gekoppelt. Die letzte Röhre wurde entsprechend der seinerzeit von mir angegebenen Relaisschaltung durch ein entsprechendes Gitterpotential so eingestellt, daß man in einem in den Anodenkreis

Digitized by Google

der Röhre eingeschalteten Gleichstrom-Instrument die den ankommenden Hochfrequenzamplituden entsprechenden Gleichstromänderungen messen konnte. Mit dieser Anordnung konnten an einer wenig gedämpften Empfangsantenne selbst in über 30 km Entfernung vom Sender einwandsfrei die Oberschwingungen gemessen werden. Die Meßresultate stimmten vollkommen überein mit den Werten des Meßkreises am Sender selbst. Amplitudenänderungen bis zu 1 : 50 konnten noch verfolgt werden.

4. Auch eine Anordnung mit Detektor, Überlagerer, 4-fach-Niederfrequenzverstärker mit Relaisschaltung und Gleichstrom-Instrument an der letzten Röhre wurde versucht. Diese Anordnung war zu empfindlich mit Bezug auf Schwankungen des Interferenztones.

III. Absolute Messung der Energien der Oberschwingungen.

Die in der Technik übliche Methode zur Bestimmung von Oberschwingungen ist die oszillographische Aufnahme der Stromkurve. Für den vorliegenden Fall ist dieses Verfahren nicht durchführbar. Die Unterschiede der Amplituden sind hier zu groß, da doch Oberschwingungen beobachtet und vor allem ihrer Größe nach gemessen werden sollten. deren Amplitude $^1/_{1000}$, ja $^1/_{100000}$ der Amplitude der Grundschwingung beträgt. Es wurde deshalb ein neues Verfahren ausgearbeitet, dessen Grundlage darin besteht, einen Wellenmesserkreis bekannter Dämpfung zu verwenden und ihn bei Grund- und Oberschwingung jeweilig derart zu koppeln, daß man immer das Verhältnis der Kopplungen bei Grund- und Oberschwingung berechnen kann. Fig. 1 gibt die Versuchsanordnung.

In den wenig gedämpften Meßkreis nach I. wurde ein Amperemeter für 0,5 Amp. geschaltet. Die Empfindlichkeit des Meßkreises reichte dann gerade aus, um die stärkste Oberschwingung 8400 m noch beobachten zu können. Der Dauerausschlag der Grundwelle im Kreise = 0,096 Amp. (Antennenstrom 200 Amp.) stieg bei Abstimmung auf die Oberschwingung auf 0,1 Amp. Hieraus ergab sich die Amplitude der Oberschwingung

$$0{,}1 = \sqrt{0{,}096^2 + x^2}$$

zu

$$x = 0{,}033 \text{ Amp.}$$

Um die zugehörige Amplitude der Grundwelle zu finden, wurde die Induktion der Antenne auf den Meßkreis im Verhältnis 1 : 24 verringert. (Die Bestimmung des Wertes 1 : 24 erfolgte durch stufenweise

Digitized by Google

Vergrößerung der Kapazität des Meßkreises, so daß der Strom im Amperemeter auf etwa 0,5 Amp. stieg. Dann wurde die Meßkreisspule im Felde der Antennenspule in dem Maße loser gekoppelt, daß der Amperemeterausschlag wieder auf etwa 0,1 Amp. sank. In dieser Art wurde der Amperemeterausschlag einmal im Verhältnis 1 : 4, dann im Verhältnis 1 : 6 reduziert.) Stimmt man dann den Meßkreis auf die Grundwelle ab, so erhielt man eine Amplitude = 0,41 Amp. Entsprechend der im Verhältnis 1 : 24 verminderten Kopplung würden diese 0,41 Amp. bei Einschalten eines Instruments mit ausreichender Skala und derselben Kopplung wie bei der Messung der 8400 m Welle gleichwertig sein $0,41 \cdot 24 = 9,85$ Amp. Hierbei ist angenommen, daß der Widerstand des Meßkreises für $\lambda = 12600$ m angenähert derselbe ist, wie für die Welle 8400 m. Der so erhaltene Wert muß dann noch mit dem Verhältnis 12600 : 8400 multipliziert werden, da bei konstantem Antennenstrom die induzierte elektromotorische Kraft proportional mit der Frequenz zunimmt. So erhält man den Wert

$$\frac{9,85 \cdot 12600}{8400} = \mathbf{14,8\ Amp.}$$

Da die Amplitude bei der Oberwelle 0,033 Amp. betrug, so ist mithin die Amplitude der Grundwelle $\frac{14,8}{0,033}$, d. h. 450 mal größer als die Amplitude der Oberschwingung 8400 m.

Das bedeutet, daß bei einer Stromstärke von 300 Amp. im Luftdraht die Stromstärke der stärksten Oberschwingung 0,65 Amp. beträgt.

Die Energie der stärksten Oberschwingung beträgt also noch nicht **2 Watt** bei etwa **300 Kilowatt** Antennenenergie, also die Energie der Oberschwingung ist noch nicht $^1/_{1000}$ % der Energie der Grundschwingung.

Auf diese Weise wurden auch die Stromstärken der anderen Oberschwingungen gemessen und folgende Relativwerte gefunden, wenn die Amplitude der Grundfrequenz gleich 10000 gesetzt wird

Grundfrequenz	12600 m	10000
	8400 m	22,2
	6300 m	22
	5300 m	0,05
	4200 m	17,8
	2100 m	11
	1800 m	0,44
	1400 m	0,05

Digitized by Google

Die Amplituden der Wellen unter 1400 m sind so klein, daß sie nicht mehr aufgenommen werden konnten. Trotz der auf diese Weise einwandsfrei bestimmten enormen Amplitudenunterschiede in Nauen wurde bei Empfang mit Überlagerer in Naumburg und Seehof für das Verhältnis der Hörbarkeiten der Oberschwingungen und der Grundschwingung nur Unterschiede von 1 : 5 bis 1 : 10 gemessen! So täuscht hier der Überlagerungsempfang.

IV. Versuche zur Beseitigung der Oberschwingungen.

Die verschiedenen Verfahren zur Beseitigung der Oberschwingungen beruhen alle darauf, den Antennenkreis mit einem Hilfskreissystem derartig in einer Stromverzweigung zu kombinieren, daß für die betreffende Oberschwingung die Antenne einen möglichst großen Widerstand, der Hilfskreis einen möglichst kleinen Widerstand (ev. Kurzschluß) vorstellt. Entsprechend dem Verhältnis der betreffenden Hochfrequenzwiderstände wird der Strom der Oberschwingung von der Antenne abgeleitet. Eventuell können, um die Wirkung zu vervielfachen, zwei oder mehrere derartige Stromverzweigungen hintereinander geschaltet werden.

Erschwerend bei den Versuchen war, daß man wohl leicht in dem Kreise, mit welchem man in Nauen am Sender die Oberschwingungsamplituden beobachtete, dieselben so reduzieren konnte, daß man sie nicht mehr wahrnahm (Änderung der Stromamplitude bis zu 1 : 100), daß aber trotzdem diese starke Amplitudenverminderung sich als nicht ausreichend im Interferenzempfang zeigte. Es mußten deshalb alle am Sender vorgenommenen Änderungen in einem 30 km entfernten Empfänger verfolgt und beurteilt werden.

Die Versuche erstreckten sich auf alle möglichen Stromverzweigungsschaltungen. Die meisten Anordnungen befriedigten nicht. Die Lösung wurde schließlich gefunden in der Verwendung eines zum letzten Transformator parallel liegenden auf die Antennenwelle abgestimmten Drosselkreises mit großer Kapazität und 1 bis 2 Ableitekreisen für die längeren Oberschwingungen, wie in Fig. 8 dargestellt ist. Bei dieser Anordnung waren in 30 km Entfernung alle Oberschwingungen unter 6300 m verschwunden (nur λ 4200 m war zeitweise schwach zu merken). Die Wellen 6300 und 8400 m sind etwa im Verhältnis 1 : 100 geschwächt. Durch eine Rückkopplung der Kurzschlußkreise mit der Antenne konnte eine weitere wesentliche Schwächung erreicht werden. Im Nachfolgenden sind die verschiedenen Versuchsanordnungen näher beschrieben und die Versuchsergebnisse zusammengestellt.

Digitized by Google

1. Kapazität und Selbstinduktion parallel unmittelbar an die Klemmen des Transformators der letzten Stufe geschaltet.

Es konnte eine Kapazität von 60000 cm bezw. eine Selbstinduktion von 200000 cm parallel zu dem Transformator (Fig. 2) geschaltet werden. ohne daß der Stromabfall in der Antenne größer war als 5 %. Bei Verwendung von Selbstinduktionen waren alle Oberschwingungen etwa im Verhältnis 1 : 3 bis 1 : 10 geschwächt. Bei der Verwendung von Kapazität waren einzelne Oberschwingungen (8400, 4200, 2800 m) wesentlich verstärkt (teilweise auf das 3-fache), die kürzeren Wellen waren mehr geschwächt als bei Verwendung von Selbstinduktionen. Beim Empfang in 80 km Entfernung ergaben sich folgende Werte:

Hörbarkeit[1]) (Dreiröhrenverstärker).

Welle	bisher	mit L	mit C
12 600 m	10 000	10 000	10 000
8 400 m	2 000	2 000	4 000
6 300 m	6 400	1 400	10 000
4 200 m	2 500	1 250	5 000
3 150 m	1 600	250	250
2 100 m	1 600	32	—
1 800 m	1 000	400	—
1 400 m	gestört	—	—

d. h., die kleineren Oberschwingungen verschwanden besonders bei der Verwendung von Kapazitäten.

Wenn die Selbstinduktion bzw. Kapazitäten parallel zu jeder Transformatorhälfte gelegt werden, so war die Anordnung mit Kapazitäten etwas verbessert.

2. Kurzschlußkreise parallel zum Transformator.

Ein oder mehrere auf die betreffenden Oberwellen abgestimmte Kreise (Selbstinduktion und Kapazität in Serie Fig. 3) wurden an die Klemmen des Transformators der letzten Stufe bzw. der vorhergehenden gelegt. Der Einfluß dieser Kreise ist derart, daß durch Zuschalten des Kreises die betreffende Oberwelle in dem mit dem Sender gekoppelten Meßkreis verschwindet, ohne daß durch das Zuschalten ein Stromabfall in der Antenne eintritt. Bedingung hierfür war, daß der Kurzschlußkreis möglichst wenig gedämpft (unter 0,5 Ohm) und gut

1) Die Hörbarkeit wurde gemessen nach der Parallel-Ohm-Methode. Die Hörbarkeit ist

$$i = \frac{W_t \cdot W}{W_t + W}$$

wobei W den Parallel-Ohm-Widerstand zum Telephon bedeutet, bei welchem die Zeichen gerade verschwinden.

Digitized by Google

abgestimmt ist. Durch Verstimmung des Kreises kann die Amplitude der Oberschwingung selbst auf den 2—3-fachen Wert gegenüber der Anordnung ohne Kurzschlußkreise gesteigert werden. — Ein Kurzschlußkreis für längere Wellen, z. B. 6300 m, schwächt auch gleichzeitig die übrigen Oberwellen im Verhältnis 1 : 2 bis 1 : 4. Ein Kreis an die Klemmen des vorletzten Transformators gelegt, wirkt schlechter. Um alle Oberschwingungen nach diesem Verfahren zu beseitigen, wurde allmählich die Zahl der Kreise auf über 4 erhöht. Bei der

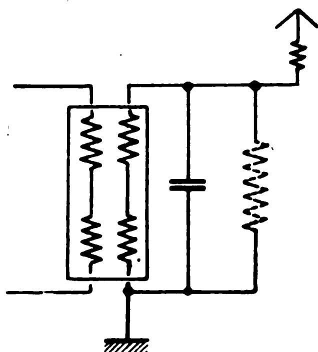


Fig. 2.

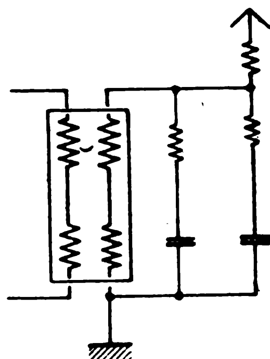


Fig. 3.

Verwendung von mehreren Kreisen wird die Abstimmung der einzelnen Kreise schwierig, da die Einstellung jedes Kreises die Abstimmung der übrigen Kreise etwas beeinflußt. Es ist deshalb erforderlich, daß jeder Kreis für denjenigen der benachbarten Welle einen möglichst großen Hochfrequenzwiderstand bedeutet. Aus der Kurvenschar Fig. 5 ist zu ersehen, daß dies erreicht wurde. Die ausgezogenen Kurven stellen die Widerstände der einzelnen Kurzschlußkreise bei den verschiedenen Wellen dar. Dimensionieren wir z. B. den Kreis der Welle 8400 m für eine Kapazität von 30000 cm, so hat er, wie aus der Figur zu ersehen ist, bei 8400 m annähernd 0 Widerstand, bei der Welle 12600 m etwa 145 Ohm, bei der nächsten Oberwelle 6300 m etwa 80 Ohm. Er beeinflußt also wenig die Wellen 12600 und 6300 m. Da aber, wie man aus der Kurve des Hochfrequenzwiderstandes der Antenne[1]) für die verschiedenen Wellen (Kurve 1) sieht, die Antenne für die Welle 8400 m einen Widerstand von 130 Ohm

1) Die Antenne hat eine Kapazität von 30000 cm und eine Eigenschwingung von 4800 m.

hat, der Kreis 8400 m aber annähernd 0 Ohm Widerstand hat, geht für diese Welle die Oberwellenenergie durch diesen Kreis. Eine günstige Kombination für die Abstimmung der einzelnen Kreise erhält man, wenn man den Kreisen unter 6000 m eine Kapazität von 10000 cm gibt, über 6000 m eine solche bis zu 30000 cm. Zugleich zeigt sich, daß bei dieser Dimensionierung die Kurve des resultierenden Widerstandes des Systems (— · — · — ·) für den ganzen Wellenbereich der Oberschwingungen klein ist. Um gerade bei den kürzesten Wellen die Oberschwingungen zu unterdrücken, ist es zweckmäßig, noch außer den Kurzschlußkreisen Kapazitäten parallel zu den Klemmen des Transformators zu legen. Aus den Geraden 2—5 Fig. 5 ersieht man, wie bei verschiedenen Kapazitäten, 30000, 60000, 280000 und 450000 cm, der Hochfrequenzwiderstand für die kurzen Wellen sinkt. — Es stellte sich bei den Versuchen heraus, daß bei bestimmten Abstimmungen der Kurzschlußkreise einzelne Oberwellen verschwinden und dafür um wenige Prozent verschiedene Oberwellen neu auftreten können, die vorher nicht vorhanden waren. Z. B. kann sich $\lambda = 6300$ m um 50—100 m verschieben, oder es kann statt der Welle 6300 m eine solche von 6800 m entstehen. Durch Verstimmen der betreffenden Kreise nach der längeren Welle zu werden diese neuen Oberwellen meist unterdrückt. Das beste Mittel gegen dieses Verschieben und Neuentstehen der Wellen ist das gleichzeitige Anschalten einer größeren Kapazität parallel zum Transformator. Bei der Wahl dieser Parallelkapazität ist jedoch darauf zu achten, daß nicht infolge eines durch den Kondensator hervorgerufenen Resonanzeffektes die Ausbildung irgendeiner der Oberschwingungen am Transformator selber gefördert wird. — Von den zahlreichen Versuchen sei hier nur einer angeführt:

Es wurde mit 5 Kreisen $\lambda = 8400$ m, 6300 m, 5000 m, 4200 m und 3100 m und einer Parallelkapazität zum letzten Transformator = 60000 cm gesendet. Mit dem Meßkreis in Nauen konnten keine Oberwellen mehr festgestellt werden. Beim Empfang in 30 km Entfernung waren die Wellen

8400 und 6300 m	im	Verhältnis	1 : 10	geschwächt
4200 m	„	„	1 : 15	„
3100 m	„	„	1 : 30	„

Die Wellen unter 2000 m wurden mit Audion und Rückkopplung und Dreifachverstärker an einer 10 m hohen, 50 m langen Antenne empfangen; hier ergaben sich die Werte:

Digitized by Google

Hörbarkeiten:

Welle	normal	mit Kreisen
1575 m	400	—
1400 m	20	—
900 m	100	—
700 m	10	—

Bei Senden mit den Kreisen waren also die kleineren Wellen verschwunden, nur in einer Periode von drei Versuchsperioden war die Welle 1500 m gerade noch hörbar.

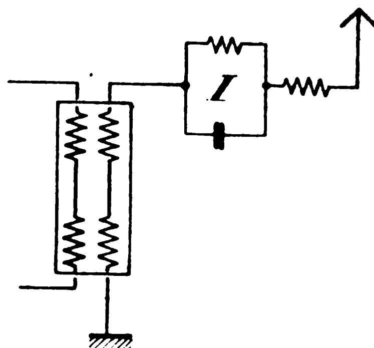


Fig. 4.

Die Anordnung wurde später durch Verkleinern der Parallelkapazität und Anfügen dieses Kreises für 6800 m statt 6300 m verbessert.

3. Ein auf die Oberwelle abgestimmter Drosselkreis in der Antenne (Fig. 4).

Ein in die Antenne eingeschalteter, auf eine Oberwelle abgestimmter Drosselkeis I bedeutet nach der Formel

$\varrho = \frac{L}{C\,W}$ (L, C, W Selbstinduktion, Kapazität und Widerstand des Kreises) einen erheblichen Scheinwiderstand für die betreffende Oberschwingung z. B. in dem in Fig. 6 dargestellten Fall $\lambda = 6300$ m, $C = 40000$ cm, $L = 250000$ cm, $W = 1$ Ohm einen Widerstand von 6000 Ohm. Dementsprechend wird der Strom der Oberwellen 6300 m in der Antenne wesentlich geschwächt. Der Kreis bedeutet aber auch noch für die neben 6300 m liegenden Wellenbereiche einen großen Widerstand. Wurde ein solcher Kreis in Nauen in die Antenne geschaltet, so war von der betreffenden Oberschwingung im Meßkreis nichts zu finden. Im Fernempfang reichte dagegen die durch den Kreis bewirkte Ver-

Digitized by Google

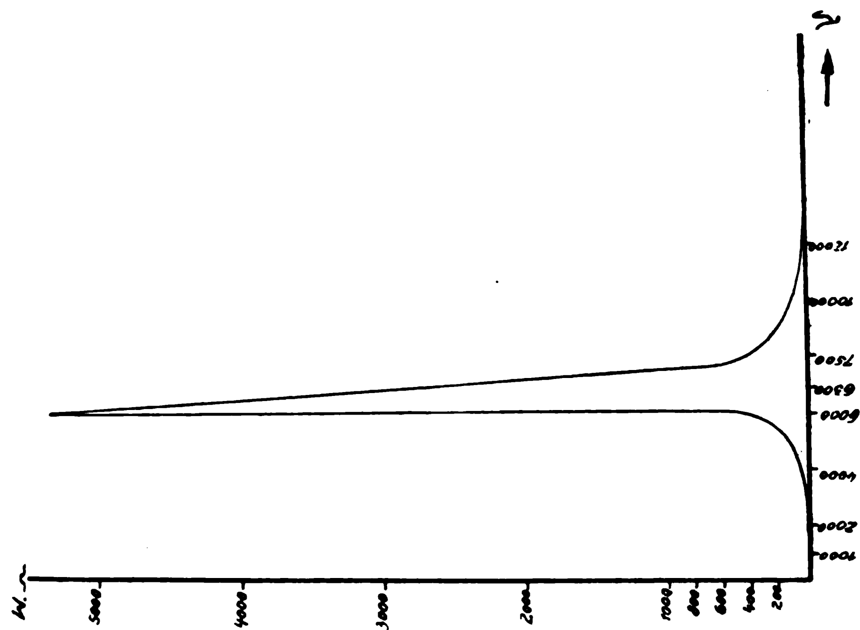


Fig. 6.

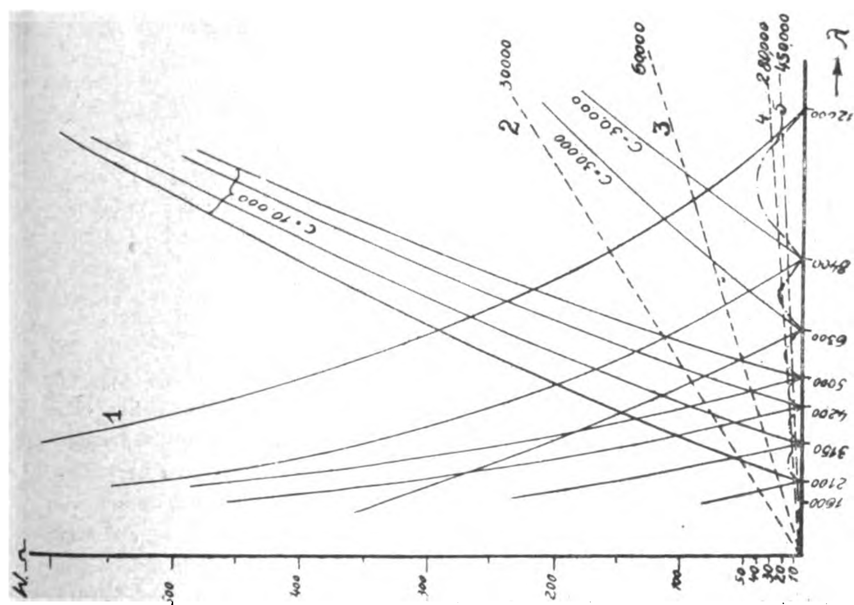


Fig. 5.

14*

Digitized by Google

besserung nicht aus. Spätere Versuche mit einer kleinen Anordnung ergaben, daß auch dieser Kreis sehr vollkommen wirkt, wenn er induktiv mit der Antenne richtig gekoppelt ist.

4. Drosselkreis an den Klemmen des letzten Transformators. (Fig. 7 u. 8 endgültige Anordnung.)

Um den unter 2. behandelten Parallelkondensator an den Klemmen des letzten Transformators ohne Energieverlust in der Antenne zur Reduktion der kurzen Oberwellen nach Fig. 5 (die Geraden 2. 3, 4. 5)

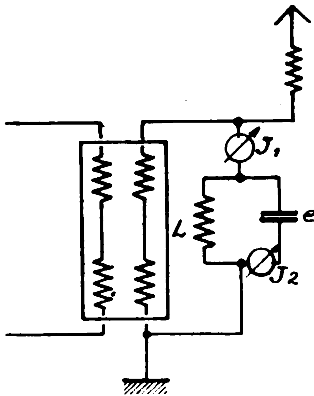


Fig. 7.

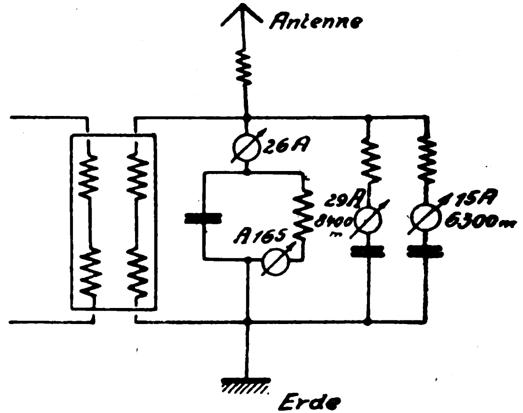


Fig. 8.

wesentlich vergrößern zu können, ohne daß dadurch ein Energieverlust in der Antenne stattfindet, ist es erforderlich parallel zu dem Kondensator eine Selbstinduktionsspule zu legen und sie derartig zu dimensionieren, daß sie mit dem Kondensator zusammen auf die Antennenwelle 12600 m abgestimmt ist (Fig. 7). Dieses System übt dann für die Sendewelle nach der Formel

$$\varrho = \frac{L}{CW}$$

eine heftige Drosselwirkung aus und man kann bei Verringerung des Widerstandes W auf sehr große Werte des Kondensators C gehen ohne merkliche Verminderung des Antennenstromes. Der große Kondensator bedeutet dann aber für die Oberschwingungen nahezu einen Kurzschluß. Bei einer Kapazität von 180000 cm und einem Sendestrom von 200 Amp. hat der Strom J_1 den Wert = 10 Amp., J_2 = 70 Amp. Ein Energieverlust in der Antenne ist dabei nicht vorhanden. Im Meßkreis sind nur noch die Oberschwingungen λ = 8400 m und 6300 m

Digitized by Google

zu beobachten. $\lambda = 8400$ m war um $30\,^0/_0$ geschwächt, $\lambda = 6300$ m im Verhältnis 1 : 2 bis 1 : 3 verstärkt. Durch weitere Vergrößerung der Kapazität konnte jedoch die Amplitude von $\lambda = 6300$ m wieder reduziert werden. Bei Vergrößerung der Kapazität bis auf 580000 cm trat bei dem Versuch mit den damals noch nicht genügend dämpfungsfreien Spulen im Drosselkreis ein schon merkbarer Stromabfall in der Antenne ein ($5\,^0/_0$). Es wurde deshalb vorläufig nur mit $C = 450000$ cm gearbeitet (Stromabfall $3\,^0/_0$). Bei dieser Kapazität ist im Meßkreis keine Oberschwingung zu merken. Im Interferenzempfang in 30 km Entfernung störten aber noch stark $\lambda = 8400$ m und $\lambda = 6300$ m, deshalb wurden noch zwei Kurzschlußkreise für diese Wellen parallel geschaltet. Die Stromverhältnisse in diesem System bei 300 Amp. Sendestrom sind in Fig. 8 eingetragen.

Bei Empfang in Seehof (30 km) ergaben sich bei Senden mit verschiedenen Kapazitäten im Drosselkreis sowie mit und ohne Kurzschlußkreisen (die Kurzschlußkreise waren teilweise noch nicht am günstigsten eingestellt) die Werte:

Hörbarkeiten:

Welle	normal	$C = 270000$ cm	$C = 450000$ cm ohne Kr.	$C = 450000$ cm mit Kr.	$C = 580000$ cm ohne Kr.
12 600 m	> 10 000	> 10 000	> 10 000	> 10 000	> 10 000
8 400 m	10 000	2 000	2 000	600	4 000
6 300 m	6 000	2 000	1 600	300	2 000
5 050 m	1 600	600	—	100	—
4 200 m	2 000	160	40	40	20
3 100 m	1 000	50	14	20	20
2 100 m	800	40	10	15	10
1 800 m	1 500	16	—	—	—
1 575 m	600	10	—	—	—
1 400 m	160	—	—	—	—
1 260 m	20	—	—	—	—
1 050 m	20	—	—	—	—
900 m	40	—	—	—	—
700 m	—	—	—	—	—

Bei Empfang in Naumburg (200 km) ergaben sich die Werte ($C = 450000$ cm und 2 Ableitekreise am Transformator des Senders):

Welle	normal	neue Schaltung
12600 m	2000	2000
8400 m	400	22
6300 m	400	7,4
4100 m	320	—
3100 m	—	—

Aus Obigem ergibt sich, daß beim Senden nach der Schaltung Fig. 8 und beim Empfang selbst in 30 km Entfernung mit einer 25 m

Digitized by Google

hohen Schirmantenne (Audion und Dreifachröhrenverstärker bzw. Audion mit Rückkopplung und Dreifachröhrenverstärker), also verhältnismäßig großer Antenne und sehr starker Verstärkung,

1. die Oberschwingungen unter 2000 m verschwunden sind.
2. die Oberschwingungen unter 6300 m zum Teil noch ganz schwach hörbar sind (Hörbarkeit kleiner als 100),
3. die Oberschwingungen der Wellen 6300 und 8400 m im Empfang im Verhältnis 1 : 10 bis 1 : 100 geschwächt sind.

Von der technischen Abteilung für Funkergerät wurden ebenfalls in Berlin, Jena, Würzburg und einigen Kasernen-Funkenstationen Empfangsversuche vorgenommen. Die Ergebnisse bewiesen, daß die vorher auch in großen Entfernungen noch störenden höheren Oberwellen überhaupt nicht mehr merklich waren und auch die längeren Oberwellen entweder ebenfalls gar nicht mehr oder gegen früher ganz erheblich geschwächt beobachtet werden konnten.

Es erscheint somit die Aufgabe, die Oberwellen von Nauen so herabzudrücken, daß sie den Empfang auch in kurzer Entfernung nicht mehr schädigen, durch diese technisch sehr einfache Schaltung völlig gelöst. (Fortsetzung folgt.)

Versuche über drahtlose Anpeilung von Flugzeugen[1]).

Von **Richard Baldus** und **Eberhard Buchwald.**

Inhaltsübersicht.

1) Einige Ergebnisse der vorliegenden Arbeit sind von Herrn Oberleutnant Niemann veröffentlicht. Vgl. hierzu die Notiz Baldus-Hase dieses Jahrbuch Band 15 S. 153.

Digitized by Google

Einleitung.

Eine große Anzahl von Versuchen auf den Flugplätzen Döberitz und Lärz (in Mecklenburg), die sich mit größeren Unterbrechungen über den Zeitraum vom Frühjahr 1917 bis zum Herbst 1918 erstreckten, galt der drahtlosen Anpeilung von Flugzeugen. Über die Hauptergebnisse dieser Versuche wird im folgenden berichtet. Nähere Angaben über ihre (militärische) Veranlassung und über die äußeren Umstände, durch die sie teils gefördert, teils gehemmt wurden, sind im vorigen Heft in der einleitenden Notiz „Zur Geschichte der Richtwirkungs- und Peilversuche auf den Flugplätzen Döberitz und Lärz" enthalten.

In die beiden Gruppen von Tätigkeiten, welche die Peilversuche erforderten, teilten sich die Verfasser in der Weise, daß der Erstgenannte die Flüge ausführte und die photogrammetrische Festlegung der Flugzeugkoordinaten durchbildete, während der Zweite Aufbau und Einrichtung der Bodenstation überwachte und dort die Peilungen vornahm. Die Photographien und Peilergebnisse wurden anfänglich von beiden Verfassern gemeinsam, später, da gleichzeitig militärische Arbeiten vorlagen, vom Letztgenannten allein ausgewertet; doch wurden bis zum Schlusse die Pläne für die Weiterführung der Versuche gemeinsam gefaßt. Herrn Hase verdanken die Verfasser gelegentliche Fingerzeige und technische Unterstützung.

Digitized by Google

§ 1. Versuchsanordnung.

1. Das mit der Sendestation ausgerüstete Flugzeug war anfangs eine Rumpler C I Maschine[1]) mit 150—160 PS-Motor und einer ungefähren Stundengeschwindigkeit von 135 km; später wurden daneben D. F. W.-C V-Maschinen[2]) mit 200—220 PS-Motor und 145 km Geschwindigkeit geflogen. Ein Einfluß des Flugzeugtyps auf die Peilergebnisse hat sich nie feststellen lassen.

Die elektrische Energie wurde einem am Fahrgestell des Flugzeuges angebrachten Generator mit Luftschraubenantrieb entnommen. Als Sender wurde in der Regel eine zuverlässige ältere militärische Type (Alter Huth-Sender) gewählt, die mit sechsfacher Löschfunkenstrecke ausgestattet, die Wellenlängen 150, 200, 250 m bei einer Antennenstromstärke von etwa 3 Ampere lieferte. In Döberitz wurde, wenn nichts anderes bemerkt, mit Welle 200, in Lärz mit Welle 250 gearbeitet. Als Gegengewicht wurden der Motor und sämtliche metallischen Teile des Flugzeuges (Streben, Spanndrähte, Steuerungsorgane usw.) zusammengefaßt. Als Antenne wurde in der üblichen Weise durch einen Schacht unter dem Beobachtersitz eine rund 40 m lange gedrillte, unten mit einem Bleiei beschwerte Kupferlitze herausgekurbelt. Die Lage dieser Antenne unter dem Einfluß ihres Eigengewichtes und des Luftwiderstandes ist von dem einen Verfasser[3]) früher photogrammetrisch festgelegt worden: die oberen 18 m der Antenne verlaufen praktisch geradlinig unter einem Abgangswinkel α von etwa 20^0 zur Wagrechten, während sich der Draht im weiteren Verlaufe mehr und mehr nach unten krümmt.

2. Im Verlaufe der Versuche erwies es sich als nötig, neben der selbstverständlichen Festlegung der Raumkoordinaten des Flugzeuges die Richtung der Flugzeugachse im Augenblicke der Peilung mit möglichster Schärfe zu bestimmen. Theodolite auf der Erde oder Visiere im Flugzeuge, die zunächst verwendet wurden, erfüllten diese Aufgabe nicht; dagegen bewährte sich eine photogrammetrische Fixierung aus dem Flugzeuge vorzüglich. Eine für diesen Zweck eigens gebaute, sehr einfach zu betätigende Kamera mit Weitwinkelobjektiv[4])

---

1) C = Typenbezeichnung für Flugzeug mit Führer im Vordersitz und Beobachter (Baldus) im Rücksitz. I = älteste Form dieser Type.

2) D. F. W. = Deutsche Flugzeugwerke.

3) R. Baldus, Die Gestalt eines frei herabhängenden, beschwerten Drahtes beim Fluge. Erscheint demnächst.

4) Über Einzelheiten der Kamera vgl. R. Baldus und R. Hase, Energetische Messungen im Hertzschen Felde der Flugzeugantenne § 4 (erscheint demnächst in diesem Jahrbuch).

Digitized by Google

war mit senkrecht abwärts gerichteter Achse im Flugzeuge fest derart eingebaut, daß aus den im Augenblicke der Peilung gemachten Aufnahmen an der Hand von Meßtischblättern 1 : 25000 die Horizontalkoordinaten des Flugzeugs und die Richtung der Flugzeugachse zu entnehmen waren. 25 m in den Entfernungen und 1° in den Richtungen können garantiert werden. Die Flughöhe wurde am Höhenmesser abgelesen und später am Barogramm nachgeprüft; hier lassen sich wegen der Trägheit der Apparatur und der störenden Vibrationen des Motors an böigen Tagen die Angaben nur auf 100 m verbürgen

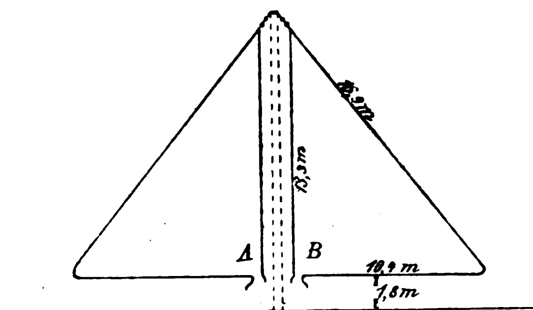


Fig. 1.

3. Die Peilstation arbeitete mit Kreuzantennen nach dem Prinzip von Bellini-Tosi. Der sehr handliche Richtempfänger (Goniometer) war nach den Angaben des Herrn Pohl von der Firma Dr. G. Seibt gebaut (Militärmodell für kleine Wellen Seibt Type III). Wurden, gleichfalls nach Angabe von Herrn Pohl, die Antennenausmaße der Fig. 1 gewählt, so ließen sich mit drei verschiedenen Richtempfängerschaltungen die in Frage kommenden Wellen von 150 bis 500 m einstellen. Bei Schaltung Kurz endeten die Antennen in A und B frei („offene Schleife“), bei Schaltung Mittel wurde zwischen A und B ein Kondensator von etwa 240 cm eingeschaltet; bei Schaltung Lang wurden A und B kurz geschlossen, zwei gegenüber liegende Schleifen also zu einer geschlossenen großen Schleife vereinigt. Wo im folgenden nicht ausdrücklich das Gegenteil betont wird, wurde mit offener Schleife gemessen. Später wurde zu trapezförmigen Schleifen von ähnlichen Dimensionen übergegangen.

Die sorgfältige Aufstellung der Antennengebilde nach Richtung, Größe und Form war durch die Heranziehung eines Trigonometers gewährleistet. Die elektrische Gleichheit der Schleifen wurde mit

Digitized by Google

Kapazitäts- und Selbstinduktionsmeßbrücke einer häufigen Nachprüfung unterzogen. Geringe Unsymmetrieen lassen sich durch eine am Goniometer leicht vorzunehmende Vertauschung der Ost-West- gegen die Nord-Südantenne ausmerzen.

Als ständige Antennenplätze kommen für die Mehrzahl der Messungen drei Stellen in Betracht: zwei in Döberitz auf scheinbar ähnlichem Gelände, Sandboden inmitten von Kusseln, und einer in Lärz auf freiem Wiesengrunde, nur zwei Meter über dem Grundwasser.

4. Es liegt im Charakter der Versuche mit Flugzeugen, daß die Messungen nach sorgfältigen Vorbereitungen, die sich bis in die Einzelheiten der Unterweisung des Flugzeugführers zu erstrecken haben, auf möglichst kurze Zeit zusammengedrängt werden müssen. Das glatteste Zusammenarbeiten zwischen Flugzeug und Peilstation wurde bei folgendem Sendeverfahren erzielt: Das Flugzeug kennzeichnet vor der Peilung die Messung durch wiederholtes Senden eines Buchstabens. Es folgen drei Warnungspunkte und drei Dauerstriche von ungefähr fünf Sekunden Dauer mit drei Sekunden Zwischenraum, während deren dreimal gepeilt wird, das erste und das dritte Mal in der Normalschaltung, das zweite Mal mit der in Nr. 3 erwähnten Vertauschung. In der Mitte des mittleren Dauerstriches wird im Flugzeuge die photographische Aufnahme gemacht. Nach dem letzten Strich macht sich der Beobachter die erforderlichen Notizen (Flughöhe, Plattennummer usw.) und weist den Führer durch Zeichen oder Übertragungsapparat für die neue Messung ein.

In den günstigsten Fällen folgten sich die Messungstripel in nicht viel mehr als dreißig Sekunden; bei einem Fluge wurden im Maximum rund fünfzig Aufnahmen gemacht.

§ 2. Erste Sternflüge. Abhängigkeit von φ.

5. Schon die ersten tastenden Versuche bei planlosen Flugbahnen zeigten, daß im allgemeinen von einer richtigen Peilung bei den in Frage stehenden Entfernungen bis zu 30 km nicht die Rede war. An beeinflussenden Veränderlichen waren in Erwägung zu ziehen:

a) Die Veränderlichen der Lagenbeziehung zwischen Flugzeug und Bodenstation:

Horizontale Entfernung Flugzeug—Bodenstation, Flughöhe, der Winkel φ zwischen den Horizontalprojektionen der Flugzeugachse und des Sehstrahls Flugzeug—Bodenstation, für das

abfliegende Flugzeug gleich Null gesetzt, für das die Station rechts liegen lassende gleich 90° usw.,

der Winkel ϑ zwischen Nordschleife der Bodenstation und Horizontalprojektion des Sehstrahls Bodenstation—Flugzeug, gemessen im Uhrzeigersinne, der eigentliche Peilwinkel.

b) Elektrische Veränderliche der Sende- und Empfangsapparaturen, in der Hauptsache:
Antennenform im Flugzeug,
Form der Antennenschleife in der Bodenstation (vgl. Nr. 3),
Schaltung des Richtempfängers (vgl. Nr. 3),
Wellenlänge.

Es sei vorweg bemerkt, daß der Übergang von Dreiecks- zu trapezförmigen Schleifen keine merkliche Änderung in den Peilergebnissen nach sich zog.

c) Elektrische Veränderliche in den übertragenden Medien: Einflüsse der Atmosphäre und Bodenbeschaffenheit.

6. Um Gesetzmäßigkeiten in den Mißweisungen aufzudecken, wurden zunächst, soweit das in der Macht der Beobachter lag, sämtliche Variable konstant gelassen bis auf den Winkel φ. Dies entspricht der Drehung des Flugzeugs um eine Vertikalachse in einem festen Raumpunkt und wurde praktisch durch den „Sternflug" erreicht, bei dem das Flugzeug in konstanter Höhe und in verschiedenen Richtungen denselben Geländepunkt überflog. Wie gut dies einem willigen, geschickten Führer nach längerer Übung glückte, zeigt Fig. 2, in der die Lagen des Flugzeuges bei dreizehn aufeinander folgenden Messungen eingetragen sind. Die Entfernungen von der Station liegen sämtlich zwischen 10,9 und 11,3 km, die Winkel ϑ zwischen 101° und 104°.

7. Die sich grundsätzlich wiederholenden Peilergebnisse bei einem Sternfluge (1. 11. 17 gegen die erste Döberitzer Station) gibt Fig. 3 wieder. In diesem Falle war die Entfernung im Mittel 10,4 km, die Flughöhe 1600 m. Die richtige Peilung hätte 242° ergeben. Die Mißweisungen δ, das sind die Differenzen zwischen funkentelegraphischer und richtiger Peilung, sind als Ordinaten eingetragen, als Abszissen die Winkel φ. Um einen Begriff von der Meßgenauigkeit zu geben, sind im folgenden die der Figur zugrunde liegenden Einzelablesungen tabellarisch wiedergegeben[1]).

1) Bei der Charakterisierung der Messung (vgl. Nr. 4) wurden Morsebuchstaben vermieden, die zu Verwechslungen mit den Warnungspunkten oder den eigentlichen Peilzeichen führen konnten.

Digitized by Google

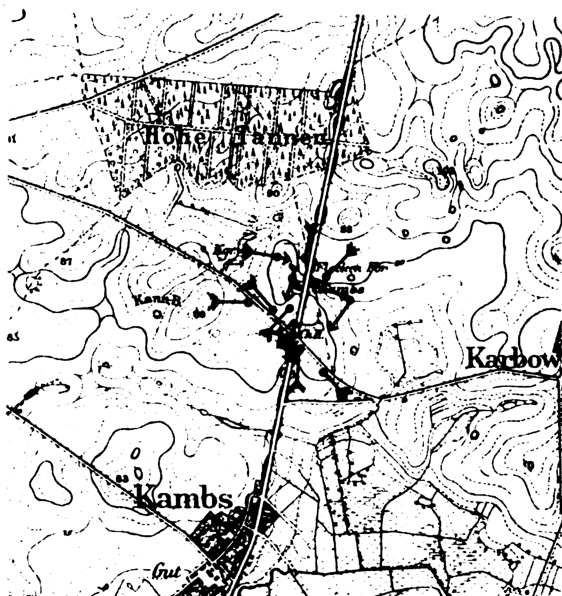


Fig. 2.

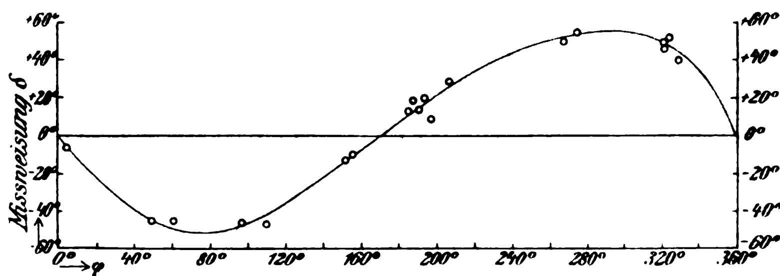


Fig. 3.

Digitized by Google

Tabelle 1.

Buchstabe	Ablesung A	Ablesung B	Ablesung C	Mittel $\frac{1}{2}\left[\frac{A+C}{2}+B\right]$	φ	Mißweisung
a	—	70	72	71	197°	+ 9°
b	105	100	101	102	329°	+ 40°
c	48	55	49	52	156°	− 10°
d	108	107	109	108	321°	+ 46°
e	75	78	73	76	191°	+ 14°
f	15	20	15	17	61°	− 45°
g	115	108	115	112	268°	+ 50°
h	8	25	12	17	50°	− 45°
i	80	83	80	81	188°	+ 19°
j	115	109	115	112	321°	+ 50°
k	40	55	45	49	152°	− 13°
l	120	110	115	114	324°	+ 52°
m	73	78	72	75	185°	+ 13°
n	50	60	55	56	5°	− 6°
q	90	91	91	91	207°	+ 29°
r	10	20	15	16	97°	− 46°
s	125	112	120	117	275°	+ 55°
t	17	15	15	15	110°	− 47°
u	80	85	80	82	194°	+ 20°

Dieser Tag ist nach der Schärfe der Einstellungen (vgl. Nr. 31) als mäßig zu bezeichnen.

8. Für das ab- und anfliegende Flugzeug ($\varphi = 0^0$ und 180^0) ergibt sich die richtige Peilung. Sämtliche Abweichungen lassen sich in den Satz zusammenfassen: es wird am Schwanzende des Flugzeugs vorbeigepeilt. (Vgl. dagegen Nr. 22.) Für $0^0 < \varphi < 180^0$ ist nämlich die funkentelegraphische Peilung zu klein, für $180^0 < \varphi < 360^0$ zu groß. Die Punkte zeigen trotz der verschiedenen Güte der Minima im Richtempfänger (vgl. Nr. 31) verhältnismäßig wenig Streuung. Die Abweichung des Nullwertes von $\varphi = 180^0$ verschwindet an anderen Tagen oder nimmt gelegentlich das entgegengesetzte Vorzeichen an. Dagegen kehrt die Verschiebung der Extremwerte auf $\varphi = 0^0$ und 360^0 zu stets wieder. An anderen Beobachtungstagen trat genau der gleiche Kurventyp auf; doch schwankten die Extremwerte zwischen 45^0 und 50^0.

§ 3. Sternflüge nach Verlegung der Bodenstation.

9. Bedeutend größere Unterschiede als die Verschiedenheit der Tage bei der gleichen Peilstation lieferte die Verlegung der Station. Die zweite Döberitzer Station war nur 1 km von der ersten entfernt und ließ (vgl. Nr. 8) keinen auffälligen Wechsel in der Bodenbeschaffen-

Digitized by Google

heit erkennen. Der Geländepunkt des Sternflugs war unverändert, die Apparatur desgleichen. Die Flughöhe war auch hier 1600 m, die mittlere Entfernung knapp 10 km. Leider fiel mit dem Wechsel des Antennenplatzes ein Ausscheiden des bis dahin benutzten Flugzeuges durch Absturz zusammen. (Vgl. dazu aber Nr. 1.) Trotzdem waren und blieben die Mißweisungen kleiner als die der ersten Station; sie sanken auf die Hälfte, ja auf fast $^1/_3$. Merkwürdigerweise kehrten in Lärz mit seiner gänzlich anderen Bodenbeschaffenheit (vgl. Nr. 3) unter sonst gleichen Umständen die Mißweisungen der zweiten Döberitzer Station wieder.

Fig. 4 veranschaulicht einen typischen Fall der Lärzer Beobachtungen (Beobachtungstag 6. 5. 18, 10 km Entfernung, 1600 m Flughöhe).

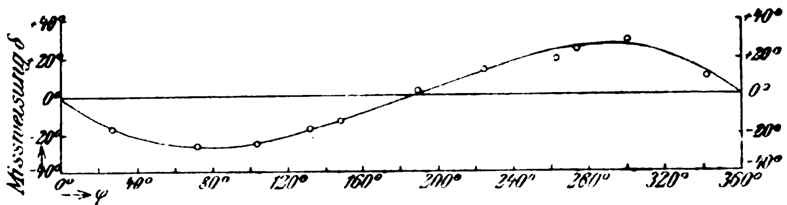


Fig. 4.

10. Wie die Extremwerte der Mißweisungskurve unter sonst gleichen Umständen von Tag zu Tag und an den verschiedenen Plätzen wechseln, zeigt die folgende Zusammenstellung.

Tabelle 2.

	Datum	Extremwerte		Mittel d. absoluten Beträge
Erste Döberitzer Station	19. 9. 17	− 58°	+ 45°	51,5°
	1. 11. 17	− 47°	+ 50°	48,5°
	8. 11. 17	− 50°	+ 59°	54,5°
	16. 11. 17	− 56°	+ 52°	54°
Zweite Döberitzer Station	19. 12. 17	− 27°	+ 22°	24,5°
	4. 4. 18	− 36°	+ 44°	40°
	24. 4. 18	− 26°	+ 34°	30°
Lärzer Station	5. 5. 18	− 26°	+ 26°	26°
	6. 5. 18	− 28°	+ 28°	28°
	9. 7. 18	− 29°	+ 37°	33°
	20. 7. 18	− 43°	+ 45°	44°

Digitized by Google

§ 4. Sternflüge in veränderter Flughöhe und Entfernung, Mäanderflüge.

11. Sternflüge in verschiedener Höhe über denselben Geländepunkten ergaben, daß die Mißweisung gleichzeitig mit der Höhe zunimmt. · Als Beweis vergleiche man die Mißweisungen bei den Flughöhen 600, 1100 und 1600 m und einer mittleren Entfernung von 9,3 km in Fig. 5. Die Versuche sind gegen die zweite Döberitzer

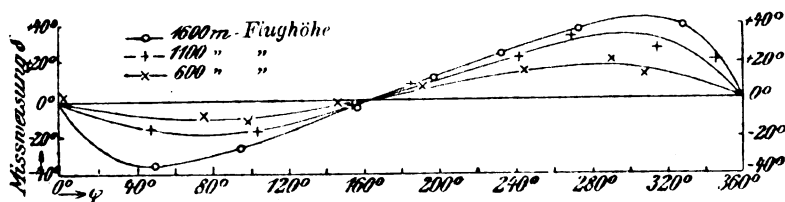


Fig. 5.

Station am 4. 4. 18 (1100 und 1600 m) und am 6. 4. 18 (600 m) durchgeführt. Kontrollmessungen am zweiten Tage in den Höhen des ersten Tages stellten den Anschluß der beiden Versuchsreihen aneinander ohne Umrechnung sicher.

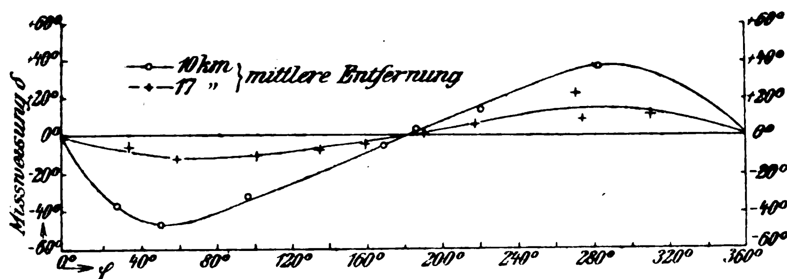


Fig. 6.

Bemerkenswert ist die auch sonst zu beobachtende Tatsache, daß die in Nr. 7 erwähnte Verschiebung der Extremwerte gleichzeitig mit der Größe dieser Extremwerte zunimmt.

12. Um den Einfluß der Entfernung auf die Mißweisung zu klären, wurden Sternflüge in derselben Höhe bei verschiedenen Entfernungen ausgeführt. Aus Fig. 6 (Beobachtungstag 15. 4. 18, zweite Döberitzer Station, 2500 m Flughöhe) ist zu entnehmen, daß die Mißweisung mit zunehmender Entfernung abnimmt.

Digitized by Google

13. Dieses Ergebnis wurde unter Umgehung der zeitraubenden Sternflüge durch „Mäanderflüge" gestützt, deren Schema Fig. 7 zeigt. Bei ihnen ließ sich das Flugzeug in den Punkten A, B, C, D .... anpeilen.

Fig. 8 stellt ein solches Peilergebnis vom 19. 7. 18 in Lärz dar bei einer Flughöhe von 2600 m. Dabei mußte, weil dem Flugzeuge

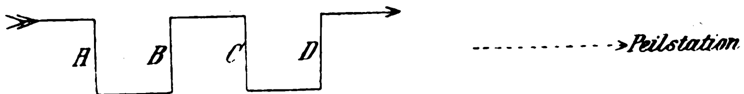


Fig. 7.

die Einhaltung gleicher φ-Werte nicht gelungen war, eine Umrechnung der Peilergebnisse auf gleiche φ vorgenommen werden, die an der Hand der empirisch gefundenen Mißweisungskurven, und zum Teil unter Zuhilfenahme der Berechnungen des Herrn Burstyn (vgl. Nr. 18) schätzungsweise durchgeführt werden konnte, die übrigens lediglich bei den näheren Punkten und auch hier nicht übermäßig ins Gewicht fällt.

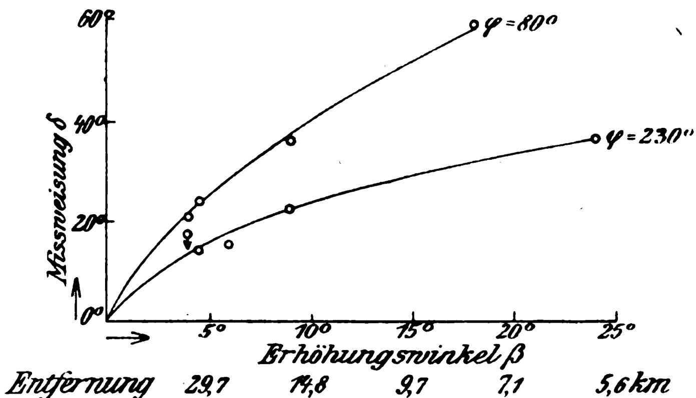


Fig. 8.

Die Korrekturen betrugen bei den neun nach zunehmender Entfernung geordneten Punkten -7^0, -4^0, $+3^0$, -6^0, 0^0, 0^0, $+1^0$, 0^0, 0^0. Die vier Punkte, in denen das Flugzeug der Peilstation seine rechte Seite zuwendet, wurden auf $\varphi = 80^0$ bezogen, die übrigen fünf auf $\varphi = 230^0$. Auch hier ist die Kurvenform gesichert, die Zahlenangaben

aber sind nur als Einzelfall zu bewerten. Gleichwohl passen sich — trotz der veränderten Station — die Werte dieser Figur leidlich der Fig. 6 ein.

14. Grundsätzlich sei hier bemerkt, daß sich die überwiegende Mehrzahl der Beobachtungen in dieser Weise zu einem Gesamtbild der Peilergebnisse zusammenfassen läßt. Doch gibt es gelegentlich Tage mit gänzlich abweichenden Resultaten, an denen z. B. nicht einmal die Form der Mißweisungskurve deutlich hervortritt.

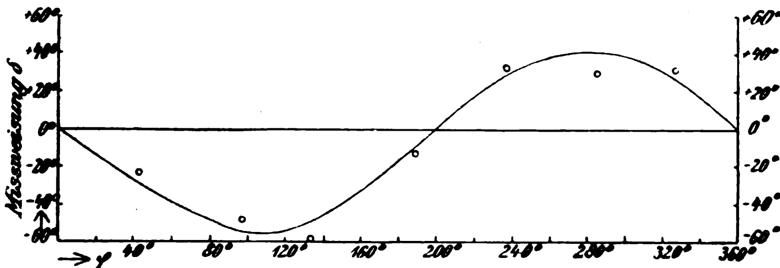


Fig. 9.

Die Beobachtungen des 1. 12. 17 an der zweiten Döberitzer Station (Sternflug in 800 m Höhe und 9,5 km Entfernung) — Fig. 9 — geben ein Beispiel dafür. Man vergleiche damit die aus Fig. 5 folgenden Werte eines regulären Tages. Daß die Ursache dafür nicht in der Apparatur der Bodenstation zu suchen war, zeigten kurz vorher und nachher ausgeführte Anpeilungen anderer Bodenstationen.

15. Ob Flughöhe und Entfernung getrennt oder nur in ihrem Verhältnis, als Erhöhungswinkel β, in die Größe der Mißweisungen eingehen, ist durch planmäßige Versuche nicht geklärt worden. Ein gelegentliches Ergebnis bei zwei Sternflügen, von denen einer in 5,5 km Entfernung und 800 m Flughöhe, der anschließende in 11 km Entfernung und 1600 m Flughöhe durchgeführt wurde, spricht dafür, daß nur β als Variable auftritt.

§ 5. Mißweisung und Richtempfängerschaltung.

16. Sämtliche bisherigen Resultate sind mit offener Schleife (vgl. Nr. 3) der Bodenstation gewonnen worden. Es erhob sich die Frage, ob sich bei Verwendung geschlossener Schleifen die Peilergebnisse änderten.

Eine Schwierigkeit bei diesen Versuchen lag darin, eine Wellenlänge zu finden, die in beiden Schaltungen eingestellt werden kann

Digitized by Google

(vgl. Nr. 21). Der sonst stets benutzte alte Huth-Sender liefert eine solche Welle nicht; dagegen hatte man für die Welle 300 eines anderen Sendermodells, des militärischen D-Senders[1]) bei offener Schleife gerade noch, bei geschlossener gerade schon Einstellung. Später wurde, obgleich zugegeben werden muß, daß dadurch die Durchsichtigkeit des Versuchs leidet, um die Randeinstellungen zu vermeiden, mit Hinzuziehung von Oberwellen gearbeitet, nämlich mit Welle 150 des Huth-Senders gesendet und bei offener Antenne auf diese Welle selbst, bei geschlossener auf die sechste Unterschwingung, Welle 900, eingestellt.

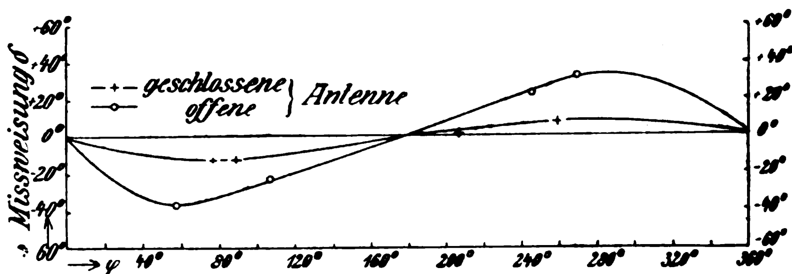


Fig. 10.

17. Fig. 10 stellt ein mit dieser Versuchsanordnung gewonnenes Resultat dar, wie es grundsätzlich auch beim D-Sender immer wiederkehrt. Die Beobachtungen stammen aus Lärz (25. 7. 18) bei 11,7 km Entfernung und 1600 m Flughöhe. Acht Peilungen bei einem Sternfluge sind abwechselnd mit offener und geschlossener Schleife durchgeführt, im zweiten Falle ist die Mißweisung auf $^1/_3$ bis $^1/_4$ herabgedrückt.

§ 6. Vergleich mit Herrn Burstyns Berechnungen.

18. In ihren wesentlichen Zügen lassen sich die bisherigen Ergebnisse, wie Herr Burstyn nach Kenntnisnahme eines großen Teiles der Messungen festgestellt hat, auf die Richtwirkung der Flugzeugantenne zurückführen[2]). Burstyn vernachlässigt den Einfluß der Erde, setzt Peilung mit geschlossenen, gegen die Wellenlänge kleinen Schleifen voraus und bestimmt durch einfache Komponentenzerlegungen

1) Neueres Flugzeug-Sende-Empfangsgerät mit Wellenbereich 150–500 m und 7 Funkenstrecken. Wegen seiner geringen Betriebssicherheit wurde die Benützung dieses Senders möglichst vermieden.

2) Über die Richtwirkung der Flugzeugantenne vgl. Baldus-Hase a. a. O.

Digitized by Google

die auf den beiden Schleifenebenen senkrechten magnetischen Vektoren, die von der als linear angenommenen Flugzeugantenne erregt werden. Er findet für die Mißweisung eine Formel, die in der hier gewählten Bezeichnungsweise lautet:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{-\sin \varphi}{\frac{\operatorname{tg} \alpha}{\operatorname{tg} \beta} - \cos \varphi}$$

(δ Mißweisung, φ wie bisher (vgl. Nr. 5), α Neigung Flugzeugantenne-Horizontale (vgl. Nr. 1), β Erhöhungswinkel).

19. Ohne weiteres ist ersichtlich, daß die keine Tageseinflüsse berücksichtigende Formel Streuungen der Versuchsresultate, wie sie in Nr. 10 angegeben sind, nicht darstellen kann. Man kann infolgedessen keine zahlenmäßige Übereinstimmung erwarten, findet aber eine bemerkenswerte Deckung in qualitativer Hinsicht. Zum Beweis ist in Fig. 11 die Fig. 10 wiederholt und die nach Burstyn

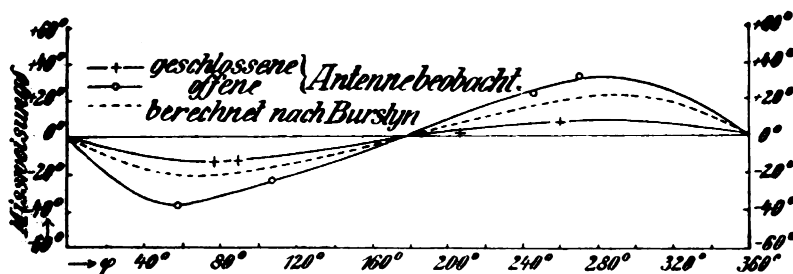


Fig. 11.

für den gleichen Erhöhungswinkel berechnete Mißweisungskurve eingetragen. Der Kurvencharakter ist genau der gleiche, selbst die Verschiebung der Extremwerte findet sich wieder. Hier wie auch sonst zeigt es sich, daß die Burstynschen für geschlossene Antenne berechneten Mißweisungen größer sind als die mit geschlossener Antenne beobachteten. Dagegen sind sie kleiner als die tatsächlichen Mißweisungen an offener Schleife (oder ihnen höchstens gleich), denen sie sich aber besser anschmiegen. Man halte zum Vergleiche die Extremwerte der Fig. 10 neben den nach Burstyn für den gleichen Erhöhungswinkel berechneten Wert 25°.

20. In Übereinstimmung mit den Nummern 11, 12, 13 nehmen die rechnerisch nur von β abhängigen Mißweisungen zugleich mit β ab. Auch die in Nr. 11 festgestellte Abhängigkeit der seitlichen Lage

Digitized by Google

der Extremwerte von ihrer Größe wird durch die Rechnung wiedergegeben.

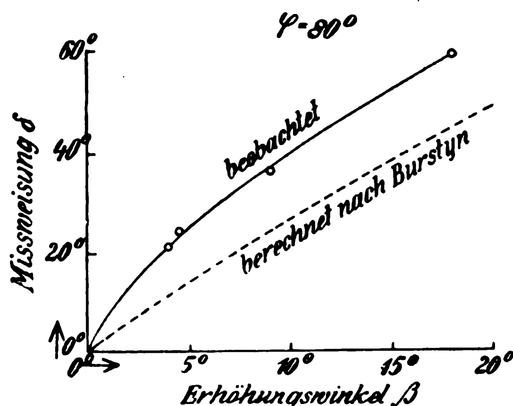


Fig. 12.

Zum Vergleich seien die beim Mäanderflug beobachteten Mißweisungen der Fig. 8 in den Fig. 12 und 13 mit den für die gleichen Verhältnisse berechneten zusammengestellt.

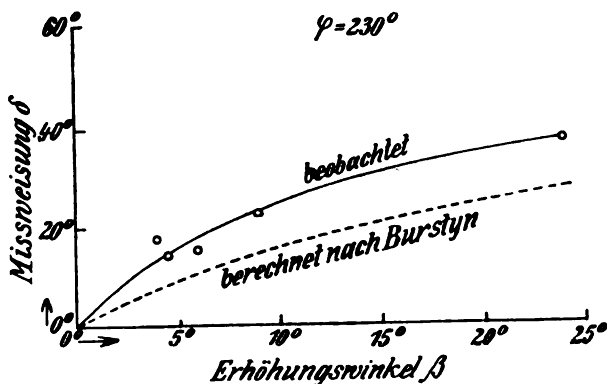


Fig. 13.

§ 7. Mißweisung und Wellenlänge.

21. Während sich die tatsächliche Abhängigkeit der Mißweisung von den bisher betrachteten Variabeln mit den Ergebnissen der Rechnung deckt, sind weitere wirksame Veränderliche gefunden worden,

Digitized by Google

die in der Rechnung nicht auftreten. Als erste sei die Wellenlänge genannt. Fig. 14 zeigt Beobachtungen vom 25. 7. 18 in Lärz in

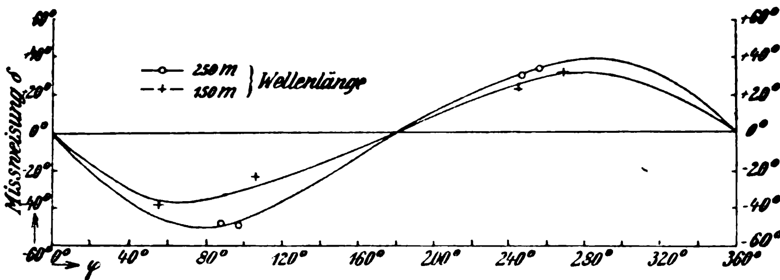


Fig. 14.

1600 m Flughöhe und 11,7 km Entfernung: die Mißweisung nimmt mit der Wellenlänge ab.

§ 8. Einfluß von ϑ.

22. Eine Abhängigkeit von ϑ war von vornherein nicht anzunehmen. Trotzdem war die Anordnung aller bisher verwerteten Versuche so getroffen worden, daß sich jeder Versuch auf ein und demselben Sehstrahl abspielte, und zu Vergleichen wie in Nr. 10 sind nur Werte herangezogen, die sich auf annähernd gleiches ϑ beziehen. Die gegebene Flugbahn für variable ϑ ist der Kreisflug in konstanter

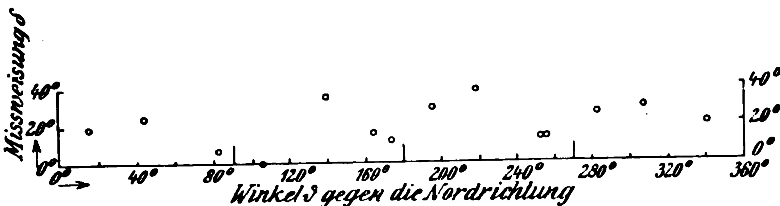


Fig. 15.

Höhe um die Peilstation als Mittelpunkt. Bei windstillem Wetter, wobei das Flugzeug nicht schiebt, ist hierbei φ konstant gleich 90^0 für den Rechtskreis, gleich 270^0 für den Linkskreis. Unerwarteterweise ergibt sich nach Fig. 15 (5. 7. 18 in Lärz, Halbmesser der Bahn 3 km, Flughöhe 500 m) die Mißweisung bei offener Antenne nicht konstant; vielmehr nimmt die Mißweisung ein auffälliges Minimum an, wenn sich das Flugzeug annähernd

Digitized by Google

in Richtung einer Antenne (90°, 180° . . .) befindet, während den Winkelhalbierenden ein Maximum von δ zukommt. Dabei sind die Werte wie bei den Mäanderflügen in Nr. 13 reduziert, hier auf $\varphi = 270^0$ und $\beta = 9^0$.

An dem gewählten Tage ist das Minimum ausgeprägt. An Tagen mit meist scharfen Einstellungen (vgl. Nr. 31) pendeln bei variierendem ϑ die Werte von δ, wenn man von einigen sehr unscharfen Einstellungen absieht, nur um 8° bis 9° um den Mittelwert 20°, an Tagen dagegen, die durch starke Unterschiede in der Güte der Minima gekennzeichnet sind, um 20° bis 30° um annähernd den gleichen Mittelwert. Hier

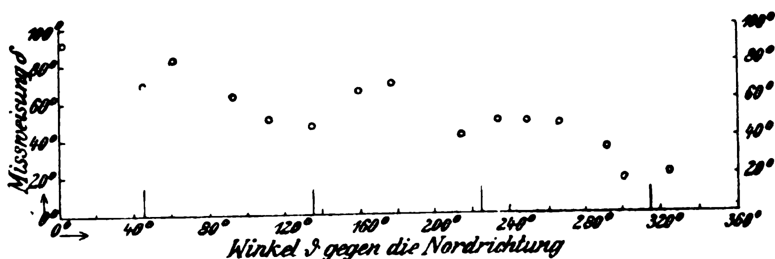


Fig. 16.

sind also einwandfrei und sich der Kurvenform einpassend Peilungen mit allerdings nur geringen Mißweisungen (bis 8°) am Kopfende des Flugzeuges vorbei gemessen worden.

Das Ergebnis der Kreisflüge ist durch unmittelbar aufeinander folgende Sternflüge genau in Richtung einer Antenne und genau in der Winkelhalbierenden bestätigt worden.

23. Daß dieses Ergebnis nicht in den speziellen Bodenverhältnissen der Lärzer Station begründet ist, folgt daraus, daß die gleiche Gesetzmäßigkeit schon aus den ersten Döberitzer Kreisflügen herauszulesen ist, so ungenau die Feststellung der Flugzeuglage bei den damaligen Vorversuchen auch war. Z. B. zeigt auch Fig. 16 nach einem Kreisflug um die erste Döberitzer Station (6. 9. 17, 8 km Halbmesser, Flughöhe von 700 auf 2700 m ansteigend) die Minima in Richtung der Antennen, die diesmal unter 45°, 135° . . . gegen die Nordrichtung lagen. Die ansteigende Tendenz der Mißweisung ist im Einklange mit Nr. 11 auf die Zunahme der Flughöhe zurückzuführen.

24. Wird mit geschlossener Schleife gepeilt, so sind die Verhältnisse jedenfalls anders; doch liegen hier nur wenige Versuche vor. Fig. 17 gibt das Versuchsergebnis von einem Tag mit durchweg guten

Digitized by Google

Minimis wieder (Lärz, 27. 7. 18, 3 km Halbmesser, 500 m Flughöhe). Gearbeitet wurde mit Welle 150 und Einstellung auf die Unterwelle (vgl. Nr. 16). Im Vergleich zu Fig. 15 sind die Mißweisungen, was nach Nr. 17 und 21 zu erwarten war, erstens geringer geworden.

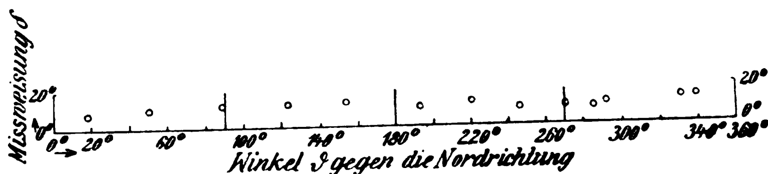


Fig. 17.

Zweitens aber zeigt die Kurve keine Einschnürungen mehr in Richtung der Antennenschleifen; die geringen Schwankungen liegen innerhalb der Versuchsfehler.

Andererseits wurde an einem Versuchstage (8. 8. 18, vgl. Nr. 30) auch eine Kurve mit Einschnürungen nur bei 90^0 und 270^0 — d. h.

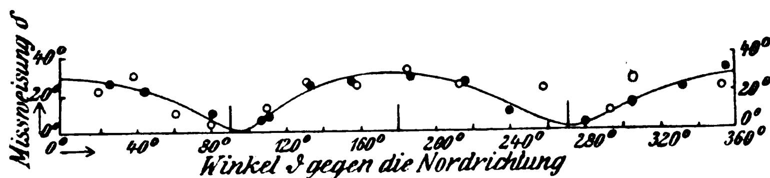


Fig. 18.

in Ost- und Westebene — gemessen. Fig. 18 gibt das durch Häufung der Punkte gestützte Ergebnis wieder. Das Flugzeug beschrieb bei $\vartheta = 110^0$ beginnend und endigend zwei Vollkreise. Die Messungen des zweiten Kreises sind in der Figur durch Vollkreise gekennzeichnet.

§ 9. Peilungen mit Horizontalantenne.

25. Um für theoretische Überlegungen mit Berücksichtigung des Erdeinflusses im Sinne der Sommerfeld-v. Hörschelmannschen Anschauungen [1]) Unterlagen zu schaffen, wurden auf Anregung von Herrn Sommerfeld Peilungen mit reiner Horizontalantenne vor-

1) A. Sommerfeld, Ann. d. Phys. 28, S. 665, 1909; Jahrb. d. drahtl. Tel. 4, S. 58, 1910, H. v. Hörschelmann, Jahrb. d. drahtl. Tel. 5, S. 14 u. 188, 1911.

Digitized by Google

genommen, die den Abschluß der Lärzer Tätigkeit bildeten. Als Antennengebilde diente ein einfaches horizontales Kreuz mit vier Armen von je 70 m Länge, 2 m über den Erdboden gespannt. Kreisflüge ergaben stets deutliche Abhängigkeit der Mißweisung von ϑ, jedoch in entgegengesetztem Sinne als bei der bisherigen offenen Antenne von Dreiecks- oder Trapezform. Die maximalen Mißweisungen liegen hier in Richtung der Antenne.

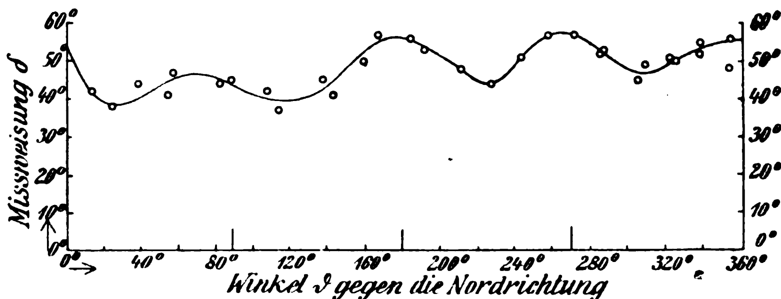


Fig. 19.

Fig. 19 zeigt das Ergebnis eines Kreisfluges (10. 10. 18.) von 500 m Flughöhe und 3 km mittlerer Entfernung. Das Flugzeug durchlief dabei mehrfach die Figur von rechts nach links.

Zieht man zum Vergleich die unter sonst gleichen Verhältnissen für offene und geschlossene Schleife gewonnenen Fig. 15 und 17 heran, so fällt auf, daß die Mißweisung im Mittel größer wird, je mehr sich das Antennengebilde der Form der offenen Antenne nähert.

26. Die folgende Tabelle gibt die Daten der ersten zwölf Beobachtungstripel wieder. Im allgemeinen ist das durch die Bewegung des Flugzeuges bedingte Fortschreiten der Peilung innerhalb der drei zusammengehörenden Einzelablesungen zu erkennen. Bei den Punkten *a*, *f*, *k*, *q* ist diese Wanderung merklich geringer als bei ihren Nachbarpunkten. Diese vier Punkte liegen auf ansteigenden Teilen der Kurve Fig. 19, wenn diese im Sinne der Flugzeugbewegung gelesen wird. In diesen Bereichen wirkt der fortschreitenden Bewegung des Flugzeugs die Zunahme der Mißweisung entgegen, da immer am Schwanze vorbeigepeilt wird.

Trotz der Schwankungen in der Entfernung und in φ wurde von einer Reduktion auf gleiche β und φ (vgl. Nr. 13) abgesehen, da nicht genügend empirische Daten vorlagen und es bedenklich schien, die

Digitized by Google

Tabelle 3.

Buchstabe	Ablesung A	Ablesung B	Ablesung C	Mittel $\frac{1}{2}\left[\frac{A+C}{2}+B\right]$	Entfern. in km	φ	Richtige Peilung	Mißweisung
a	64	65	62	64	3,1	271°	191°(11°)	53°
b	46	46	35	43	3,1	292°	166°	57°
c	186	185	177	183	3,5	285°	142°	41°
d	155	150	143	150	3,4	241°	113°	37°
f	135	135	128	133	2,6	241°	88°	45°
g	110	105	95	104	2,7	260°	57°	47°
j	69	61	57	62	2,7	270°?	24°	38°
k	53	50	47	50	3,0	251°	351°(174°)	56°
l	37	35	26	33	2,8	261°	338°(158°)	55°
n	20	13	6	13	2,7	260°	322°(142°)	51°
p	170	175	162	170	2,7	270°	305°(125°)	45°
q	155	160	151	157	2,7	272°	285°(105°)	52°

Burstynschen Rechnungen auf den Fall der reinen Erdantenne anzuwenden.

27. Sternflüge für ϑ gleich annähernd 90° und 135° sicherten auch hier die Abhängigkeit der Mißweisungen von ϑ. Die Mißweisungskurven wiesen denselben Charakter wie bei offenen und geschlossenen Schleifen auf.

§ 10. Andere Flugzeugantennen und Antennenstern.

28. Von den in Nr. 5 angegebenen wirksamen Variabeln sind die unter a) und b) aufgeführten bis auf die Antennenform im Flugzeug im Vorhergehenden in den Kreis der Betrachtungen gezogen worden. Eine grundsätzlich andere Antenne ließ sich beim Arbeiten mit gedämpften Wellen nicht verwenden, da bei den kleinen Flugzeugdimensionen fest verlegte Antennen kein genügendes Strahlungsvermögen besitzen. Hinzu kam, daß der militärische Charakter der Versuche alle die Flugleistung beeinträchtigenden oder das Schußfeld des Beobachters beengenden Ausbauten verbot.

Die Sachlage änderte sich, als militärischerseits zu ungedämpften Wellen mit ihrer wesentlich größeren Ökonomie der Übertragung übergegangen wurde. Jetzt kamen Antennengebilde in Frage wie das folgende: ein längs der Vorderkante der oberen Tragfläche gespannter Draht als Antenne, ein gleicher Draht an der unteren Tragfläche als Gegengewicht. Eine Reihe gleichzeitig durchgeführter Richtwirkungsversuche[1]), von denen die Durchbildung dieser Antennenformen ausgegangen

1) Baldus-Hase, a. a. O. § 11.

Digitized by Google

war, ergab, daß sie praktisch ungerichtet waren. Im Einklange damit ergaben Peilungen, selbst auf 3 km Entfernung bei 700 m Flughöhe, keine Mißweisungen. Damit ist der experimentelle Nachweis erbracht, daß die Mißweisung auf die Richtwirkung zurückzuführen ist.

29. Diese Messungen wurden aus äußeren Gründen nicht an der Kreuzantenne, sondern an einem 36-teiligen Antennenstern von 18 m mittlerer und 2 m Randhöhe bei 60 m Länge der Einzeldrähte mit einem einfachen militärischen Empfängertyp vorgenommen. Gedämpfte Vergleichsmessungen mit der alten Flugzeugantenne ergaben grundsätzlich dieselben Mißweisungskurven wie bei Richtempfängerstationen. Die Mißweisungen waren entsprechend dem offenen Antennengebilde groß. Beim Arbeiten mit ungedämpften Wellen wurde zum Empfänger ein von der Firma Telefunken gelieferter „Überlagerer" zugeschaltet.

§ 11. Boden- und Tageseinflüsse. Güte der Minima.

30. Als nächste Aufgabe lag vor, genügendes experimentelles Material über die Abhängigkeit der Mißweisungen von der stets mitwirkenden Beschaffenheit der Zwischenmedien beizubringen. Bei einem Teil der Versuche, etwa denen, die nachträglich durch die Burstynschen Betrachtungen umschrieben werden, ging das Bestreben dahin, diese „Erdeinflüsse" möglichst auszumerzen. Deshalb wurde jeder Einzelversuch und ganze Versuchsreihen im gleichen Sehstrahl geflogen (Sternflüge), Vergleichsversuche nur unmittelbar hintereinander angestellt, die Tageseinflüsse durch tunliche Häufung der Versuche ausgeschaltet. Aus der Streuung ließen sich Zusammenhänge vermuten, denen dann durch Verlegung der Peilstation und durch Übergang zur Erdantenne bewußt nachgegangen wurde. Man wird auch geneigt sein, die Abhängigkeit der Mißweisung von der mehr oder minder geschlossenen Form der Empfangsantenne (vgl. z. B. Nr. 17, 29), von der Wellenlänge (Nr. 21) und vielleicht auch die bei den Kreisflügen zutage tretende Abhängigkeit von ϑ (Nr. 22 bis 27) zu einem guten Teil auf Erdeinflüsse zu schieben[1]). Z. B. könnten die beiden Einschnürungen in Fig. 18 (Kreisflug bei geschlossener Antennenschleife) mit der Tatsache in Zusammenhang stehen, daß vor dem Versuchstag reichliche Regenfälle niedergegangen waren und die Grundwasserströme nach Angabe von Geologen am Orte der Station von Norden nach Süden verlaufen.

31. Am ausgeprägtesten macht sich ein Einfluß der Erde

1) Vgl. dagegen Baldus-Hase a. a. O. Nr. 35.

Digitized by Google

in der verschiedenen Güte der Minima am Richtempfänger bemerkbar, die bisher schon mehrfach berührt werden mußte (vgl. Nr. 7, 8, 22, 24). In der Tat ist es einer der am meisten auffallenden Punkte bei allen Peilversuchen, daß innerhalb einer Versuchsreihe ebenso wie von Tag zu Tag fast durchweg die größten Unterschiede in der Schärfe des Minimums bestehen, was sich auch objektiv durch ein selbstregistrierendes Saitengalvanometer nachweisen ließ. Bis auf 1° scharfe Minima wechselten mit Ablesungen, bei denen die Tonstärke fast auf dem ganzen Vollkreise dieselbe war.

So sicher es ist, daß der Wechsel in der Güte der Minima durch die auf den Einfluß des Erdbodens zurückzuführende Elliptizität der Schwingungen bedingt ist, gelang es trotz des großen vorliegenden Beobachtungsmaterials nicht, hier klare Gesetzmäßigkeiten herauszuschälen. Ein Teil der Sternflüge mit offener Schleife, besonders die anfänglichen in Döberitz, schienen darauf hinzuweisen, daß die Minima um so besser würden, je richtiger die Peilung ist. Doch hat diese Regel keine allgemeine Gültigkeit, bisweilen sind die Minima (vgl. Nr. 14) durchweg schlecht (feuchtes Wetter, Dunst, Regenstimmung). Aus langer Erfahrung bildet sich geradezu ein gefühlsmäßiges Urteil darüber, ob an einem Versuchstage gute oder schlechte Minima zu erwarten sind.

32. Bei den Kreisflügen treten Tage auf, an denen die Minima ausnahmslos gut oder schlecht sind; bei geschlossener Schleife scheinen gleichmäßige Minima die Regel zu sein. Sie waren an guten Tagen gleichmäßig gut, an schlechten immerhin noch als mäßig zu bezeichnen, wie überhaupt die Minima bei geschlossener Schleife besser zu sein scheinen als bei offener. Bei offener Schleife oder Erdantenne gibt es neben gleichmäßigen Tagen solche mit den größten Unterschieden. Z. B. sind an dem der Fig. 17 zugrunde liegenden Beobachtungstage sämtliche Minima mäßig bis gut bis auf die vier schlechten, unmittelbar rechts von den Antennenrichtungen liegenden bei $\vartheta = 15^0$, 105^0, 195^0 und 282^0, eine Gesetzmäßigkeit, die auch bei anderen Kreisflügen, z. B. in größeren Höhen auch bei dem Döberitzer Flug Fig. 16 ähnlich in Erscheinung tritt.

33. Die geplante systematische Untersuchung der Erdeinflüsse kam infolge der Novemberereignisse nicht mehr zur Ausführung. Beabsichtigt waren regelmäßige Messungen der Leitfähigkeit und Dielektrizitätskonstante des Erdbodens, besonders an der Stelle der Empfangsstation, luftelektrische Messungen, meteorologische Beobachtungen einer Wetterwarte. An einer neuen Peilstation von prägnanter Lage — aus der Ebene aufsteigender isolierter Kegel — war bereits gemessen

Digitized by Google

worden, doch war es wider Erwarten überhaupt unmöglich, dort die Messungen in der üblichen Weise durchzuführen. Abgesehen davon, daß die Minima meist schlecht waren, wurden Peilungen beobachtet, die sich den an normalen Stationen aufgedeckten Gesetzmäßigkeiten keineswegs fügen. Z. B. ergaben Sternflüge in bestimmten Himmelsrichtungen nicht den üblichen Kurventyp von Fig. 3, 4 usw., sondern eine von φ unabhängige Mißweisung.

Der Bau einer weiteren Station in einem Sumpfsee unmittelbar über dem Wasserspiegel konnte nicht mehr fertiggestellt werden, ebensowenig der einer Station am Ufer der mehr als 14 km breiten Fläche des großen Müritzsees.

Erlangen (jetzt Karlsruhe) und Breslau, im Januar 1919.

Eine Methode der Wellenmessereichung mit Benutzung harmonischer Oberschwingungen.

Von **Robert von Ettenreich.**

I. physik. Institut der Universität Wien.

Durch die rasche Entwicklung und Vervollkommnung der Audionsender und Schwebungsempfänger haben sich die Ansprüche, die man an die Eichgenauigkeit eines Meßkreises stellen muß, bedeutend gesteigert.

Bei der Eichung solcher „Wellenmesser" werden in der Regel zunächst eine oder mehrere Grundfrequenzen gemessen und die Frequenz für die übrigen Einstellungen sodann auf Grund der vorher ermittelten Kondensator-Eichkurve berechnet.

Die Grundfrequenzen können durch Abzählen von Funkenbildern im rotierenden Spiegel oder mittels stehender Wellen auf Lecherschen Drähten festgestellt werden. Beide Methoden sind ziemlich ungenau; die erste schon deshalb, weil die Kreisfrequenz durch Einschalten einer Funkenstrecke in unkontrollierbarer Weise geändert wird.

Die Errechnung von Selbstinduktionskoeffizienten aus den geometrischen Abmessungen führt gleichfalls bloß zu Näherungswerten.

Exakte Ergebnisse sind nur bei Verwendung einer Hochfrequenzmaschine zu erwarten; diese war jedoch bisher nur für den Grenzfall der langsamsten praktisch gebrauchten Schwingungen verwendbar.

Zu diesen Schwierigkeiten der Absolutbestimmung kommen noch die Interpolationsfehler, die bei der Anwendung der Thomsonschen

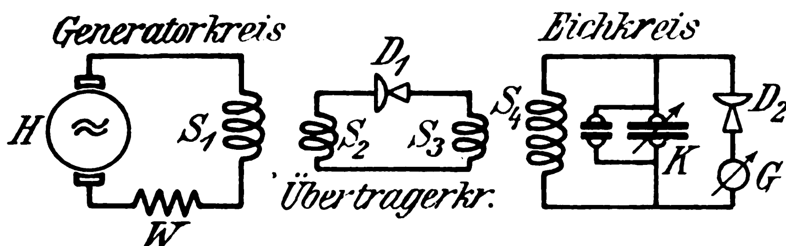
Digitized by Google

Formel durch Vernachlässigung der Spulenkapazität und der verteilten Selbstinduktion entstehen. Außerdem sind ja infolge der Hysterese der Dielektrika Kapazität und Induktivität im allgemeinen unbekannte Funktionen der Frequenz.

Die erwähnten Fehlerquellen werden durch die Anwendung von Oberwellen ungedämpfter Sender tunlichst umgangen [1]).

Die Grundschwingung liefert eine Hochfrequenzmaschine; falls keine Goldschmidtsche oder Arcosche vorhanden ist, genügt eine Maschine von etwa 5000 Perioden pro Sek., wie sie z. B. die Firma Siemens-Schuckert baut.[2]) Die Umdrehungszahl der Maschine läßt sich durch Abzählung der Lichtreflexe, die ein mit der Achse verbundener Spiegel auf eine Filmtrommel wirft, mit großer Genauigkeit bestimmen; die gleiche Sicherheit hat natürlich die aus der bekannten Polzahl berechnete Frequenz.

Mit dieser verhältnismäßig niederfrequenten Schwingung wird der zu eichende Kreis durch einen nicht resonierenden Übertragerkreis sehr lose gekoppelt.



In diesen ist zur Erzielung kräftiger harmonischer Oberschwingungen[3]) eine Ventilzelle, oder, was sich als besonders handlich erwies, ein gewöhnlicher Kristalldetektor D_1 eingeschaltet. Ein solcher verzerrt, selbst bei den höchsten Frequenzen, die induzierte Schwingung,

1) R. Lindemann, „Über die Verwendung der harmonischen Oberschwingungen des Poulsenkreises bei Messungen der Wellenlänge." Verh. D. Phys. Ges. 14, 624—633, 1912, hat eine ähnliche Methode ausgebildet, die jedoch unter den damals unvermeidlichen Übelständen der Poulsenlampe, insbesondere deren Frequenzschwankungen, litt. Durch Verwendung des Röhrensenders ließ sich die Genauigkeit der Messung bedeutend steigern.

2) Induktortype WJe 0,067/30/5000 3000 Touren, 100 Pole, 5000 Perioden.

3) Die Maschinenströme enthalten bereits Oberwellen, besonders bei Anwendung ruhender Frequenzwandler (Epstein, D.R.P. 245445), doch sind diese für den vorliegenden Zweck nicht hinreichend kräftig.

Digitized by Google

so daß der Übertragerkreis, außer von der Gleichstromkomponente und der Grundfrequenz, von sämtlichen Oberwellen durchflossen wird. Das Verhältnis der Amplituden dieser Oberschwingungen ist durch die Art des verwendeten Detektors bedingt; so bevorzugt z. B. der Siliziumdetektor die geraden, der Karborunddetektor die ungeraden Obertöne.[1]) Nachstehend die Verhältnisse der Galvanometerausschläge für einen Bleiglanz-Nickelin-Detektor.[2])

Grundfrequenz	Harmonische Oberschwingungen							
	2	3	4	5	6	7	8	9
100	37	1·8	7·6	1·4	6·6	1·1	2·9	0·8

Mittels eines hochohmigen Drehspulen- oder Saitengalvanometers G (siehe Figur), das in Verbindung mit dem Detektor D_2 parallell zum Kondensator des zu eichenden Kreises glegt wird, ist es nun leicht möglich, eine hohe Oberwelle, z. B. die achte, einzustellen. Die Ordnungszahl der Oberwelle, um die es sich handelt, kann durch Vergleich mit einem genähert richtigen Wellenmesser festgestellt werden, oder auch durch direkte Abzählung, indem in den zu eichenden Kreis zunächst so viel Selbstinduktion und Kapazität hineingeschaltet wird, als zur Erreichung der Grundschwingung erforderlich ist; diese Abstimmittel werden nun unter Abzählung der passierten Resonanzlagen allmählich ausgeschaltet. Ist somit bei einer Grundfrequenz von ν Perioden die n^{te} Oberwelle mit der Frequenz $N = n \cdot \nu$ eingestellt, so ist damit die Welle $\lambda_N = \frac{c}{N} = \frac{c}{n \cdot \nu}$ geeicht, also bei dem achten Oberton der Frequenz 5000 pro Sek. die Welle 7500 m, die bereits in den Bereich der meisten technischen Wellenmesser fällt. Die Genauigkeit der Einstellung ist dabei nur durch die Eigendämpfung des zu eichenden Kreises beschränkt.

Man koppelt nun die Spule S_2 des Zwischenkreises lose mit einem ungedämpften Audionsender und stimmt diesen so ab, daß er mit der eingestellten n^{ten} Oberwelle Schwebungen gibt, was sich durch Vibrieren der Galvanometersaite verrät. Durch Feinabstimmittel erreicht man

1) Eine ausführliche Arbeit über diesen Gegenstand erscheint unter dem Titel „Über die Reaktionszeit von Kontaktdetektoren“ in den Berichten der Wiener Akademie der Wissenschaften.

2) Schaltung wie vorstehend, Grundschwingung 1800 m, Wellenmesser Siemens & Halske K. G. W. 2, Drehspulgalvanometer Edelmann

$1\,p = 5{\cdot}01 \cdot 10^{-9}$ Amp., 374 Ohm.

Digitized by Google

immer langsamere Schwebungen; ganz zum Stehen kann man die Galvanometersaite infolge der unvermeidlichen Tourenschwankungen der Maschine wohl nicht bringen. Nach möglichst genauer Abgleichung schaltet man die Hochfrequenzmaschine ab, und sucht die Oberwellen des eingestellten Audionsenders. Damit ergeben sich ebenso viele Eichpunkte, die als Oberwellen wahrnehmbar sind, bei günstiger Anordnung etwa 16—20. Jedenfalls ist es leicht, die achte harmonische, in unserm Beispiel also Welle 937 m, zu erreichen, so daß die neuerliche Einstellung eines zweiten Audionsenders nach dem Schwebungsverfahren auf diese Welle genügt, um den Bereich bis zur Welle 117 m zu bestreichen. Einer weiteren Fortsetzung dieses Verfahrens steht natürlich nichts im Wege.

Die Unterteilung der Zwischenräume läßt sich nun dadurch außerordentlich rasch und dicht ausführen, daß man z. B. mit dem geeichten Punkt $2N$ die dritte Oberwelle einer neuen Audioneinstellung zusammentreffen läßt. Die eingestellte Frequenz ist somit $\frac{2N}{3}$. Man gewinnt damit zu der bereits geeichten Reihe

		N	$2N$		$3N$	$4N$	$5N$
die Reihe:	$\frac{2N}{3}$	$\frac{4N}{3}$	$2N$	$\frac{8N}{3}$	$\frac{10N}{3}$	$4N$	$\frac{14N}{3}$

Jeder dritte Wert der neuen Reihe fällt natürlich mit einem Wert der alten Reihe zusammen, wodurch eine gute Kontrolle gewährleistet ist.

Eine rechnerische Interpolation ist somit völlig entbehrlich, womit auch die eingangs erwähnten Schwierigkeiten behoben erscheinen.

Zum Schlusse soll der erreichbare Genauigkeitsgrad durch Bewertung der Fehlerquellen abgeschätzt werden.

1. Die Tourenschwankung der Hochfrequenzmaschine. Sie läßt sich bekämpfen durch möglichstes Konstanthalten der Speisespannung des Antriebsmotors (Akkumulatoren) und großes Trägheitsmoment des Rotors.[1]) Nach den Erfahrungen beim Schwebungsempfang deutscher Maschinenstationen dürfte sich die Schwankung während der notwendigen Einstellzeit auf etwa 0·5 pro Mille bringen lassen.

2. Die Zeitregistrierung der Tourenzähler-Anordnung kann durch Mitphotographieren von Stimmgabelschwingungen oder Chronographenzeichen beliebig genau gemacht werden.

---

1) Wogegen allerdings wieder die mechanische Festigkeit spricht.

Digitized by Google

3. Einstellfehler. Dabei ist zu unterscheiden zwischen der erstmaligen Abstimmung des Wellenmessers auf die Maschine und der Einstellung der Audionsender-Welle. Die letztere kann nach der optischen Schwebungsmethode auf 0·1 pro Mille gesteigert werden, die erstere hängt von der Konstruktion des zu eichenden Kreises ab. Sie wird um so präziser ausfallen, je steiler die Resonanzkurven ansteigen, d. h. je geringer die Eigendämpfung ist und je genauer ablesbar die Einstellung des Drehkondensators ist. Es ist daher günstig, nur einen Teil der im Meßkreis eingeschalteten Kapazität als variabel auszubilden und diese mit einem übersetzten Feintrieb auszustatten.

4. Rückwirkung der Koppelung $S_3 - S_4$ auf den Meßkreis. Der dadurch verursachte Fehler wurde bei festester Koppelung mit 3 pro Mille bestimmt, kann somit bei loser Koppelung gewiß auf 0·5 pro Mille gebracht werden.

Zusammenfassend läßt sich sagen, daß die Eichgenauigkeit der vorgeschlagenen Methode die Eichfähigkeit der meisten gebräuchlichen Wellenmesser übertreffen dürfte, und daß bereits die Fehler in der Bestimmung der Lichtgeschwindigkeit bei der Umrechnung der Frequenz in Wellenlängen eine Rolle spielen werden. Die Eichgenauigkeit noch weiter zu steigern, hat so lange keinen Zweck, als der Einfluß der Kapazitätsverteilung in der Umgebung des Meßkreises von der Größenordnung der Meßfehler ist.

Referate.

L. Austin, Quantitative Versuche mit Rahmenantennen in der Radiotelegraphie. (Journal of the Washington Academy of Sciences **9**, S. 335, Juni 1919. Nach The Radio Review.)

In der Arbeit werden theoretisch abgeleitete Strahlungsformeln für Rahmenantennen gegeben. Als Grundlage für die gewöhnliche Übertragung von Luftdraht zu Luftdraht ist die folgende Formel angenommen

$$I_r = 120\,\pi \frac{I_s h_s h_r}{\lambda\, d\, R} \text{ (in Meter und Ohm)}$$

Die Ersetzung eines oder beider Luftdrähte durch Rahmen bedingt die Einsetzung des Ausdruckes $N \cdot H \cdot 2\pi \frac{L}{\lambda} \cos\Theta$ für die Höhe des Luftdrahtes in die obige Gleichung.

Es sei N = Windungszahl, H = Höhe, L = Länge des Rahmens,

Digitized by Google

λ = Wellenlänge, Θ = Winkel zwischen der Spulenebene und der Strahlungsrichtung. Dann erhält man folgende Formeln:

Rahmensender und Luftdrahtempfänger:

$$I_r = 2369 \frac{I_s N_s H_s L_s h_r}{\lambda^2 d R} \cos \Theta_s$$

Luftdrahtsender und Rahmenempfänger:

$$I_r = 2369 \frac{I_s h_s N_r H_r L_r}{\lambda^2 d R} \cos \Theta_r$$

Rahmensender und Rahmenempfänger:

$$I_r = 14880 \frac{I_s H_s N_s L_s H_r L_r N_r}{\lambda^3 d R} \cos \Theta_s \cos \Theta_r$$

Ist $\Theta = 0$, so ergibt sich die „wirksame Höhe" eines den Rahmen äquivalenten gewöhnlichen Luftleiters zu:

$$h = 2\pi \cdot \frac{\text{Fläche} \times \text{Windungszahl}}{\lambda}$$

Es werden Versuche erörtert, deren Meßergebnisse bis zu 24 % von der Berechnung abweichen. Diese Fehler sind zum Teil bedingt durch die Wirkungsweise des Rahmens und sein Verhalten als gewöhnliche offene Empfangsantenne. Sehr gute Übereinstimmung ergab sich zwischen Formel und Messung, wenn der Sender mit Rahmen und der Empfänger mit Luftdraht arbeitete. Zi.

J. H. Dellinger, Strahlungsformeln für Luftdraht- und Rahmenantennen. (Journ. Frankl. Inst. **188,** S. 95—96, Juli 1919. [Ref. Telegraph and Telephone Age, S. 370, August 1919.] Nach The Radio Review.)

Für die Energieübertragung zwischen gewöhnlichen und Rahmen-Antennen werden Formeln angegeben. Diese ursprünglich aus theoretischen Überlegungen abgeleiteten Formeln wurden in einer Anzahl von Fällen experimentell durch Versuche des Signalkorps der Vereinigten Staaten bestätigt. Betrachtet sind T-Antenne und rechteckiger Rahmen.

Luftdraht zu Luftdraht:

$$I_r = \frac{188\, h_s h_r I_s}{R \lambda d}$$

Luftdraht zu Rahmen:

$$I_r = \frac{1884\, h_s h_r N_r I_s}{R \lambda^2 d}$$

Digitized by Google

Rahmen zu Luftdraht:

$$I_r = 1884 \frac{h_s l_s h_r N_s I_s}{R \lambda^2 d}$$

Rahmen zu Rahmen:

$$I_r = 7450 \frac{h_s l_s h_r l_r N_s N_r I_s}{R \lambda^3 d}$$

Hierin ist h = Höhe des Luftdrahtes bzw. Rahmens, l = horizontale Länge, N = Windungszahl des Rahmens, I = Strom in Ampere, λ = Wellenlänge, d = Entfernung zwischen Sender und Empfänger, R = Widerstand des empfangenden Antennenkreises.

Die Indizes s und r gelten für Sender bzw. Empfänger. Zi.

C. L. Fortescue, Die Stromspannungskurven von Hochspannungsgleichrichtern mit Glühkathode. (Proc. Phys. Soc. Ld. **31**, S. 319—337, August 1919. Nach The Radio Review.)

Die Arbeit gibt in ausführlicher Weise den Schaltungsentwurf für Hochspannungs-Röhrengleichrichter. Ist I_0 der gleichgerichtete Sekundärstrom, V_0 die gleichgerichtete Sekundärspannung, a der zulässige Bruchteil der Schwankung von V_0 (gewöhnlich $< 0{,}1$), Θ der Phasenwinkel des zugeführten Wechselstromes, wenn die gelieferte Wechselspannung gleich der Verbrauchsspannung V_0 wird, f die Frequenz, C die notwendige Kapazität, so ist für einen Einröhren-Gleichrichter

$$C = \frac{I_0}{V_0} \cdot \frac{1}{a f} \cdot \frac{\pi + 2\Theta}{2\pi}$$

oder für einen Zweiröhren-Gleichrichter

$$C = \frac{I_0}{V_0} \cdot \frac{1}{a f} \cdot \frac{\Theta}{\pi}$$

Formeln und Kurven für den Transformatorstrom werden ebenfalls gegeben, ebenso der Nutzeffekt der gesamten Anordnung. Zi.

Über die Ergebnisse der radioelektrischen Versuche während der Sonnenfinsternis am 29. Mai 1919. (Nach The Electrician **83**, S. 311—312, 1919.)

Das Programm für die radioelektrischen Versuche während der Sonnenfinsternis am 29. Mai 1919 ist bereits früher ausführlich mitgeteilt[1]).

1) Jahrb. **14**, S. 298, 1919.

Digitized by Google

Es mag daran erinnert werden, daß die Versuche von englischer Seite unter Mitwirkung von Amerikanern, Franzosen und Engländern unternommen wurden, um den Einfluß des Lichtes auf die Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen zu studieren. Aus dem von dem Komitee erstatteten Bericht auf der Tagung der British Association lassen sich nur die großen Züge der Ergebnisse erkennen, da zur Zeit der Berichterstattung noch nicht alles Material genau gesichtet war. Die Erscheinung, daß der Eintritt von Dunkelheit und Licht einen großen Einfluß auf die Stärke der drahtlosen Signale hat, hat sich allgemein bestätigt. Die zur Erklärung dieser Erscheinungen aufgestellten Hypothesen sind noch nicht abgeschlossen, da die Bedingungen für das Auftreten der Störungen in den einzelnen Weltteilen beträchtlich differieren und daher die Erkenntnis der Zusammenhänge sehr erschweren. So traten z. B. in Demerara wenige Störungen auf, aber der 29. Mai 1919 war ein Ausnahmetag, da er während vieler Wochen der einzig klare Tag war. In Montevideo und in den Äquatorialgewässern traten kaum Störungen auf. Dagegen auf den Landstationen in 30° nördl. Breite nahmen sie an Zahl zu und häuften sich in Großbritannien, Frankreich und Italien. Dort waren sie außergewöhnlich stark, in Südamerika dagegen schwach. Ein Zusammenhang zwischen der Finsternis und den Störungen konnte noch nicht klar herausgearbeitet werden.

Tritt der Schatten nicht zwischen Sende- und Empfangsstation, so übt die Finsternis augenscheinlich keinen Einfluß auf die Zeichen aus. Von den aufgetretenen Unregelmäßigkeiten sei hervorgehoben, daß die von Ascension gesandten Signale auf Las Palmas überhaupt nicht aufgenommen werden konnten, dagegen auf Teneriffa ungewöhnlich stark waren. Zwischen Ascension und Demerara passierte der Schatten, und Demerara beobachtete große Schwankungen in der Lautstärke der Ascension-Signale. Stationen in der Nähe von Lyon und Paris konnten die Zeichen nur aufnehmen, während der Schatten zwischen Sender und Empfänger lag. Malta machte ähnliche Beobachtungen.

Starke Reflexionseffekte, wie sie bei Sonnenuntergang auftreten sollen, wurden nicht beobachtet. Schon beim Halbschatten traten Änderungen in der Lautstärke auf, der Übergang von Halbschatten zum Kernschatten machte sich nicht plötzlich bemerkbar, konnte aber beobachtet werden.

E. Lübcke.

Digitized by Google

Patentschau.

Von **H. Eales.**

Schwingungserzeugung mittels Funkenstrecken.

K. P. 307 712. Dr. Erich F. Huth m. b. H. und Dr. Siegmund Loewe in Berlin. Vom 4. 3. 17 ab (ausgegeben am 7. 10. 19).

Einrichtung zur Schwingungserzeugung mittels Stoßerregung, dadurch gekennzeichnet, daß an den Kondensator des mit einer Kombination von Gleichrichter und Löschfunkenstrecke als Funkenstrecke arbeitenden Stoßkreises ein zweites System angeschaltet ist, das aus einer Spule gleicher Größe wie die des Primärkreises besteht und gleichfalls eine Kombination von Gleichrichter und Löschfunkenstrecke als Funkenstrecke aufweist.

K. P. 298 064. Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. und Dipl.-Ing. Bruno Rosenbaum in Berlin. Vom 30. 5. 15 ab (ausgegeben am 4. 10. 19).

1. Verfahren zur Erzeugung elektrischer Schwingungen, dadurch gekennzeichnet, daß Änderungen in bezug auf die Niederfrequenzresonanzverhältnisse bei Änderung der Primärkapazität zwecks Änderung der Wellenlänge durch an sich bekannte in den Primär- oder Sekundärkreis des Transformators eingeschaltete regelbare Kapazitäten ausgeglichen werden.

K. P. 298 065. Dieselben Patentinhaber. Vom 29. 5. 15 ab (ausgegeben am 4. 10. 19).

1. Anordnung zur Erregung elektrischer Schwingungskreise, dadurch gekennzeichnet, daß von einem oder mehreren Punkten der Sekundärwicklung des Transformators eine oder mehrere Hilfsleitungen zu den Zwischenelektroden der Serienfunkenstrecke führen, durch welche eine Steuerung des Einsetzens der Hauptentladung bewirkt wird.

2. Anordnung zur Erregung elektrischer Schwingungskreise nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß durch Verschiebung der Anschlußpunkte der Hilfsleitungen an der Sekundärspule des Transformators oder an den Zwischenelektroden der Serienfunkenstrecke eine Leistungsveränderung unter Konstanthaltung der Maschinenerregung herbeigeführt wird, indem durch diese Verschiebung allein die Größe des Stromes oder seine Phasenverschiebung gegenüber der Primärspannung verändert wird.

Fig. 1 zeigt diese Anordnung.

Digitized by Google

K. P. 298 075. Dieselben Patentinhaber zusammen mit Dr. Siegmund Loewe in Berlin. Vom 23. 5. 1915 ab (ausgegeben am 30. 9. 19).

1. Verfahren zur Erzeugung elektrischer Schwingungen, dadurch gekennzeichnet, daß der erregende Kreis nach Abgabe seiner Energie an den erregten Kreis entkoppelt wird, zu welchem Zwecke ein die

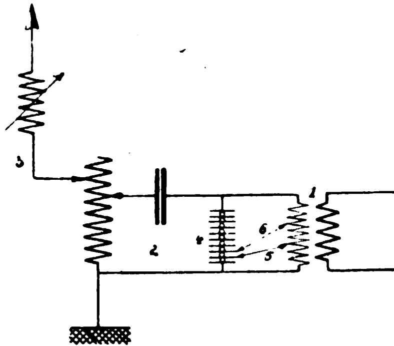


Fig. 1.

Entkopplung bewirkendes Element bis zur erfolgten Energieabgabe unwirksam gemacht wird, z. B. durch Kurzschluß mittels einer Hilfsfunkenstrecke.

K. P. 299 098. C. Lorenz Akt. Ges. in Berlin. Vom 22. 3. 17 ab (ausgegeben am 7. 10. 19).

1. Funkenstrecke für Stoßerregung, dadurch gekennzeichnet, daß stets das Optimum der Ionisierung zwischen den Elektrodenplatten gewährleistet ist.

Die Ionisierung soll entweder durch Erwärmung der Elektrodenplatten bzw. des Zwischenmediums oder durch Bestrahlung mit ultraviolettem Licht, Radium-Emanation, Röntgen-, Bequerelstrahlen o. dgl. bewirkt werden. Die Anordnung kann auch so getroffen werden, daß eine oder mehrere Elektrodenplatten mit Einrichtungen, wie z. B. Kontaktthermometern, versehen sind, welche die Zu- oder Abschaltung von Ionisierungseinrichtungen regulieren; bei zu starker Erwärmung können auch Kühlvorrichtungen eingeschaltet werden, so daß das Zwischenmedium stets im Bereiche des Optimums der Ionisierung arbeitet.

K. P. 297 964 derselben Firma. Vom 27. 11. 14 ab (ausgegeben am 29. 9. 19).

Schaltungsanordnung zur Erzeugung schneller elektrischer Schwin-

Digitized by Google

gungen mittels zweier Entladestrecken, dadurch gekennzeichnet, daß an die Klemmen der Hochspannungswicklung eines Induktors zwei Stromkreise angeschlossen sind, von denen der eine aus Schwingungskapazität und einer sowohl die Kondensatorladung als auch die Löschung des Funkenvorganges in der Arbeitsfunkenstrecke bewirkenden Steuerungsfunkenstrecke besteht, der andere Stromkreis als Arbeitsfunkenstrecke eine Serienlöschfunkenstrecke und die Kopplungs- und Abstimmittel enthält.

Fig. 2 zeigt diese Anordnung.

K. P. 297 963 derselben Firma. Vom 2. 12. 15 ab (ausgegeben am 9. 10. 19).

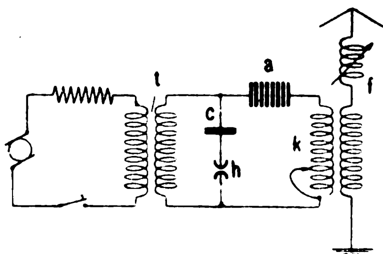


Fig. 2.

1. Verfahren zur Erzeugung schneller elektrischer Schwingungen mittels zweier Entladestrecken, dadurch gekennzeichnet, daß die Arbeitsfunkenstrecke durch Einwirkung ultravioletten Lichtes vermittels einer Zusatzfunkenstrecke gesteuert wird, welch letztere in einem parallel zu den Sekundärklemmen des Erregertransformators angeordneten Stromzweig liegt und geringeres Einsatzpotential besitzt als die Arbeitsfunkenstrecke.

Die Zusatzfunkenstrecke kann dabei innerhalb der Arbeitsfunkenstrecke angeordnet sein, um eine gleichmäßige und intensive Bestrahlung der letzteren herbeizuführen und zwar kann die Zusatzfunkenstrecke in demjenigen Parallelstromzweig der Sekundärspule des Transformators liegen, welcher gleichzeitig den Abstimmkondensator enthält.

K. P. 302 502. Egbert von Lepel in Berlin-Wilmersdorf. Zusatz zum D. R. P. 299 873 (siehe Jahrb. **14**, 432—433). Vom 7. 4. **14** ab (ausgegeben am 29. 9. 19).

Verfahren zur Erzeugung schneller elektrischer Schwingungen aus Gleichstrom durch Ladung und Entladung oder Umladung eines Blockkondensators aus einem durch die Gleichstromquelle gespeisten Kon-

Digitized by Google

densator mit Hilfe einer rotierenden oder vibrierenden oder künstlich gezündeten Umladevorrichtung nach Patent 299 873, dadurch gekennzeichnet, daß man zur Erhöhung der elektrischen Leistung die Zahl der Ladungen und Entladungen oder Umladungen des Blockkondensators über die Hörbarkeitsgrenze steigert und die Schwingungszüge durch einen Schwingungskreis langsamer Frequenz, den Tonkreis, in akustisch wahrnehmbare Gruppen unterteilt.

K. P. 298 914. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Vom 27. 3. 17 ab (ausgegeben am 15. 7. 19).

1. Rotierende Funkenstrecke für die Zwecke der drahtlosen Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß mehrere rotierende Scheiben mit verschiedenen Zähnezahlen von einer gemeinsamen Motorachse angetrieben werden.

Die Gegenelektroden sind auf zur Rotationsachse der Funkenstrecke parallelen Gleitschienen angeordnet, für jede der verschiedenen rotierenden Scheiben sind besondere Gegenelektroden angeordnet, die mit Hilfe eines Schalters nach Wunsch eingeschaltet werden; der Abstand der Elektroden voneinander kann dabei im Verhältnis der Zunahme der Zähnezahl selbsttätig verringert werden.

K. P. 306 472. Firma Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. und Dipl.-Ing. Bruno Rosenbaum in Berlin. Vom 11. 7. 15 ab (ausgegeben am 6. 10. 19).

1. Serienfunkenstrecke, dadurch gekennzeichnet, daß der Funkenübergangsraum vor dem Eintreten einer stärkeren Luftbewegung durch denselben hindurch durch Anbringung von Schutzwänden bzw. durch Schaffung bequemer Nebenwege für den Luftstrom geschützt wird.

Das Hindurchtreten stärkerer Luftströmungen durch den Funkenübergangsraum soll dabei durch gleichzeitige Anwendung von Schutzwänden und Schaffung geeigneter Nebenwege für den Luftstrom verhindert werden, wobei die Schutzwände mechanisch mit den Elektrodenkörpern verbunden sein können oder Teile der Elektroden konstruktiv so ausgebildet sind, daß sie als Schutzwände wirken.

K. P. 307 191 derselben Patentinhaber. Vom 1. 6. 15 ab (ausgegeben am 6. 10. 19).

Anordnung zur Erzeugung elektrischer Schwingungen für Sendezwecke der drahtlosen Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß der Sendeluftleiter unter Benutzung einer selbsttätigen Kontakt- oder Unterbrechervorrichtung und eines durch diese zum Verschwinden gebrachten magnetischen Feldes aufgeladen und über eine zweite mechanisch bewegte Kontakt- oder Unterbrechervorrichtung, die zweckmäßig

Digitized by Google

von dem Schaltteil der ersteren Vorrichtung gesteuert wird, schwingend entladen wird.

K. P. 297 906. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Vom 7. 12. 13 ab (ausgegeben am 18. 7. 19).

1. Verfahren für drahtlose Telegraphie mit Löschkreiserregung und Interferenzempfang, dadurch gekennzeichnet, daß zur Erzielung einer phasenrechten Funkenfolge, ein Teil der Sekundär-Sendeenergie zum Löschkreis zurückgeführt wird, so daß die Einsatzphase gesteuert

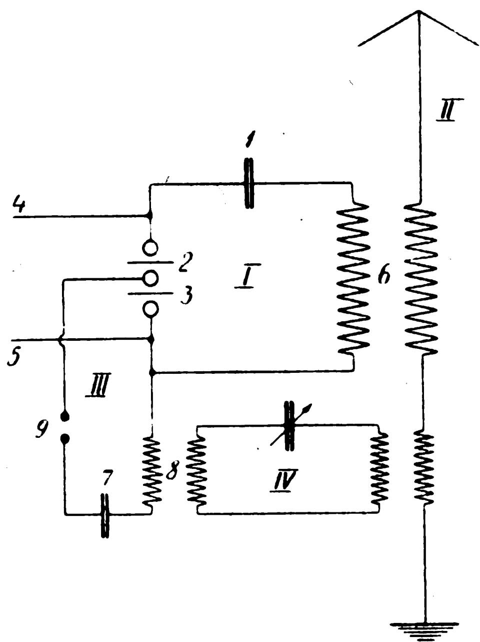


Fig. 3.

und an der Empfangsstelle beim Empfang mit Interferenz ein Ton gehört wird.

2. Sendeschaltung zur Ausführung des Verfahrens nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Rückführung der Energie zum Löschkreise zum Zwecke der Steuerung der Einsatzphase mittels eines oder mehrerer Zwischenkreise erfolgt, von denen einer als Zündkreis ausgebildet ist.

3. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Einstellung des phasenrichtigen Arbeitens des Senders mit Hilfe eines

Digitized by Google

besonderen Interferenzempfängers bewirkt wird, der dicht am Sender installiert ist.

Fig. 3 zeigt diese Anordnung. IV ist der Rückkopplungskreis.

K. P. 298 544 derselben Gesellschaft. Zusatz zu vorstehendem K. P. 297 906. Vom 18. 12. 13 ab (ausgegeben am 1. 8. 19).

Sendeschaltung zur Ausführung des Verfahrens für drahtlose Telegraphie mit Löschkreiserregung und Interferenzempfang nach Patent 297 906, gekennzeichnet durch die Anordnung eines geschlossenen, möglichst wenig gedämpften, auf die Antennenschwingung abgestimmten Zündkreises mit kleiner Kapazität, welcher mit einem Teil der Entladestrecken des Erregerkreises entweder direkt (gegebenenfalls durch Vermittlung von Ohmschen oder Hochfrequenzwiderständen) oder induktiv verbunden ist, wobei eine Energielieferung von seiten der Antenne bzw. eines Sekundärkreises in den Zündkreis durch induktive oder durch kapazitive Kopplung erfolgt.

K. P. 298 833 derselben Gesellschaft. Vom 25. 9. 15 ab (ausgegeben am 18. 7. 19).

1. Mit verschiedenen Wellen arbeitender Sender für drahtlose Telegraphie nach dem Prinzip der Stoßerregung unter Benutzung eines Zwischenkreises, dadurch gekennzeichnet, daß unter Zuhilfenahme des Zwischenkreises einer keine Abstimmittel enthaltenden, mit dem Zwischenkreis fest gekoppelten Antenne mit starker Strahlungsdämpfung Schwingungen aufgedrückt werden, die von der Eigenschwingung der Antenne abweichen.

Die Kapazität des Stoßkreises soll sich dabei zu der des Zwischenkreises etwa wie 2 : 1 verhalten.

K. P. 303 334 derselben Gesellschaft. Zusatz zu vorstehendem K. P. 298 833. Vom 23. 6. 17 ab (ausgegeben am 11. 9. 19).

1. Mit verschiedenen Wellen arbeitender Sender für drahtlose Telegraphie nach dem Prinzip der Stoßerregung unter Benutzung eines Zwischenkreises nach Patent 298 833, dadurch gekennzeichnet, daß unter Vermeidung jeglicher Feinabstimmittel in allen Kreisen ein Stufenschalter verwendet wird, welcher zwangläufig die für die einzelnen Wellen erforderlichen Selbstinduktionsstufen und Kopplungsbeträge bei Wellenveränderungen einschaltet.

2. Einrichtung des Senders nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das in den Zwischenkreis geschaltete Kontrollinstrument zwei Skalen besitzt, von denen die eine die Stromstärke ohne Belastung des Zwischenkreises anzeigt, während die andere Skala so eingerichtet

Digitized by Google

ist, daß sie die gleiche Stromstärke dann anzeigt, wenn die jeweils günstigste Antennenkopplung erzielt ist.

K. P. 301 232. Firma Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. in Berlin. Vom 15. 7. 15 ab (ausgegeben am 2. 10. 19).

1. Senderanordnung für die drahtlose Nachrichtenübermittlung, dadurch gekennzeichnet, daß ein Arbeitszustand einer an sich schwingungsfähigen Antenne zur Nachrichtenübermittlung benutzt wird, welcher außerhalb der scharfen Abstimmung auf die Grundwelle oder deren Harmonische liegt.

2. Senderanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß durch die Form der Antenne, welche z. B. aus verschieden langen, für sich schwingungsfähigen Drähten bestehen kann, die Erregung derselben in mehreren zueinander in keinem ganzzahligen Verhältnis stehenden Schwingungen möglich ist.

K. P. 305 673 derselben Firma. Vom 20. 4. 16 ab (ausgegeben am 6. 10. 19).

1. Einrichtung für drahtlose Stationen, insbesondere für Stationen, bei denen Sender oder Empfänger gegebener Type mit gleichartigen, aber nicht genau gleichen Antennen benutzt werden, dadurch gekennzeichnet, daß neben dem Variometer oder zu dessen Ersatz für jede auszusendende oder zu empfangende Wellenlänge eine einstellbare Zusatzspule vorgesehen wird.

K. P. 301 233 derselben Firma. Vom 11. 6. 16 ab (ausgegeben am 30. 9. 19).

1. Einrichtung zum gleichzeitigen Aussenden elektromagnetischer Schwingungen verschiedener Art, dadurch gekennzeichnet, daß die den Betriebsstrom liefernde Wechselstromdynamomaschine zwei Wicklungen besitzt, von denen die eine eine höhere und die andere eine niedrige Wechselzahl erzeugt.

K. P. 298 405 derselben Firma. Vom 11. 5. 16 ab (ausgegeben am 15. 7. 19).

1. Einrichtung für drahtlose Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß für die verschiedenen Wellenlängen besondere Kopplungselemente vorgesehen sind, die für die verschiedenen Antennen besonders eingestellt und hierauf nötigenfalls festgeklemmt werden können, so daß zwecks Überganges von einer Wellenlänge zur anderen lediglich das zugehörige Kopplungselement anzuschalten ist und dabei die für die jeweils verwendete Antenne einmal festgesetzte günstige Kopplungseinstellung nicht verloren geht.

K. P. 297 911. Aktiengesellschaft Mix & Genest Telephon- und

Digitized by Google

Telegraphen-Werke in Berlin-Schöneberg. Vom 23. 6. 15 ab (ausgegeben am 18. 7. 19).

Sender für drahtlose Nachrichtenübermittlung nach dem Schwebungsverfahren, bei dem der Antennenkreis während des Funkenüberganges parallel zu einem dem Antennenkreis gegenüber verstimmten Erregerkreis liegt, dadurch gekennzeichnet, daß die Koppelung der Antenne am Kondensator des Erregerkreises oder einem Teil des Kondensators erfolgt.

K. P. 298 976. Firma Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. und Dr. Siegmund Loewe in Berlin. Vom 23. 5. 15 ab (ausgegeben am 30. 9. 19).

1. Verfahren zur Änderung der Wellenlänge bei Sendestationen der drahtlosen Telegraphie, welche nach dem Prinzip der Stoßerregung arbeiten, dadurch gekennzeichnet, daß zwecks Erzielung günstiger Kopplungen und beliebiger Steigerungsfähigkeit der Primärenergie parallel zur Antenne ein konstanter oder variabler Kondensator geschaltet wird.

K. P. 300 767. Dieselbe Firma und Dipl.-Ing. Bruno Rosenbaum. Vom 11. 7. 15 ab (ausgegeben am 6. 10. 19).

1. Senderanlage für drahtlose Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß die Kapazität eines mit einer Löschfunkenstrecke arbeitenden Erregerkreises ganz oder teilweise aus Gebilden mit verteilter Kapazität, wie Drähten, Platten u. dgl., besteht.

Zur Regelung der Erregerkapazität sollen Teile des Kapazitätsgebildes zu- oder abgeschaltet bzw. gehoben oder gesenkt werden, womit gleichzeitig eine Abstimmung der Primärwellen auf Antennenwellen erfolgen kann.

Dabei sollen die Antenne und der Schwingungskreis eine gemeinsame Erdverbindung haben, in welche eine Löschfunkenstrecke eingeschaltet ist, wobei ein Meßinstrument zur Messung des Antennenstromes in an sich bekannter Art oberhalb der Abzweigung zur verteilten Kapazität eingeschaltet ist.

K. P. 298 811. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Vom 2. 9. 15 ab (ausgegeben am 9. 9. 19).

1. Senderanordnung für drahtlose Telegraphie zum gleichzeitigen Senden zweier Wellen mittels einer Antenne, dadurch gekennzeichnet, daß die Antenne mit einem geschlossenen, auf die Eigenschwingung der Antenne abgestimmten Kreise derart fest gekoppelt wird, daß eine Wellenzerlegung in der Antenne stattfindet, und daß zwei Sendeeinrichtungen die Antenne in diesen beiden Wellen erregen.

K. P. 298 533 derselben Gesellschaft. Vom 1. 1. 16 ab (ausgegeben am 1. 9. 19).

Digitized by Google

1. Sendestation für drahtlose Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß die durch die Sendetaste in der Ruhelage dem Ballastkreis zugeführte Energie zur Speisung von Heizwiderständen verwendet wird.

Unterwasser-Stromlinien- und Erdstromtelegraphie.

K. P. 297 972. Signal-Gesellschaft m. b. H. in Kiel. Vom 4. 5. 15 ab (ausgegeben am 14. 10. 19).

1. Einrichtung an Stationen für elektrische Unterwassertelegraphie an Schiffen mit metallischem Körper, dadurch gekennzeichnet, daß die zur Verringerung des inneren Widerstandes der Anlage erforderlichen Leiter großen Querschnitts vollständig außerhalb des eigentlichen Schwimmkörpers des Schiffes verlegt sind.

2. Einrichtung nach Anspruch 1, bei der die Sende- oder Empfangsenergie mit Hilfe eines Transformators von der Stromquelle auf die Elektroden oder von den Elektroden auf den Indikator übertragen wird, dadurch gekennzeichnet, daß der Transformator außerhalb des eigentlichen Schwimmkörpers des Schiffes angebracht ist.

3. Einrichtung nach Anspruch 1 und 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Transformatorwicklungen in einem über einer Wasserschicht, befindlichen mit Öl gefüllten und unter Vermittlung des Wassers mit der freien Umgebung korrespondierenden Raum untergebracht und die Leiter großen Querschnitts ohne besondere Dichtung durch den Wasserraum hindurch in den ölgefüllten Raum eingeführt sind.

4. Einrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß als Leiter großen Querschnitts aus dünnen Einzelleitern bestehende Seile oder Kabel verwendet werden, deren einzelne Adern je durch besondere kleine Dichtungen in das Schiffsinnere geführt sind.

K. P. 299 793 derselben Gesellschaft vom 4. 2. 14 ab (ausgegeben am 13. 10. 19).

1. Verfahren zur Unterwassertelegraphie von metallischen Schiffen aus, bei dem im Wasser angeordneten, gut leitenden Platten Wechselstrom zugeführt und durch Aussendung von Stromlinien auf einen außerhalb der Richtung der Verbindungslinie der Platten angeordneten Empfänger eingewirkt wird, dadurch gekennzeichnet, daß die Frequenz des Wechselstroms der Größenordnung nach so hoch und nicht höher gewählt wird, als praktisch zur Erzielung eines zur Unschädlichmachung der Kurzschlußwirkung des Schiffskörpers genügenden Skineffektes erforderlich ist.

2. Verfahren nach Anspruch 1, zur Anwendung an Schiffen mittlerer Größenordnung, dadurch gekennzeichnet, daß bei einer Reichweite

Digitized by Google

von etwa 10 000 m eine Frequenz in der Größenordnung von 3000 Perioden pro Sekunde verwendet wird.

K. P. 301 377 derselben Gesellschaft. Vom 21. 2. 13 ab (ausgegeben am 17. 10. 19).

Einrichtung für Unterwasser-Stromlinien-Telegraphie oder -Telephonie an Schiffen mit metallischem Körper, dadurch gekennzeichnet, daß die Elektroden in vertikaler und unveränderlicher Lage übereinander angeordnet sind, zum Zwecke, eine Richtung der Fernwirkung zu vermeiden und eine Kurzschlußwirkung des metallischen Schiffskörpers in bekannter Weise auszuschließen.

K. P. 303 202 derselben Gesellschaft. Zusatz zu vorstehendem K. P. 301 377. Vom 20. 12. 13 ab (ausgegeben am 17. 10. 19).

1. Einrichtung für Unterwasserstromlinientelegraphie oder -telephonie an Schiffen mit metallischem Körper nach Patent 301 377, dadurch gekennzeichnet, daß an der Schiffswandung oberhalb des Kiels zu seinen beiden Seiten je eine Elektrode angeordnet ist, welche beide das gleiche Potential gegenüber einer tiefer liegenden Elektrode besitzen und somit gemeinsam wirken.

2. Einrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Elektroden oder eine derselben aus dem Schiff ausfahrbar sind.

K. P. 298 801. Firma Dr. Georg Seibt in Berlin-Schöneberg. Vom 17. 3. 17 ab (ausgegeben 10. 9. 19).

1. Sender für Telegraphie mit Erdströmen, dadurch gekennzeichnet, daß zur Kontrolle der für die Zuführung der Ströme zur Erde günstigsten Schaltung eine Lichtquelle, z. B. eine Glühlampe, verwendet wird.

Die Ströme sollen dabei der Erde mittels Transformators zugeführt werden, dessen sekundäre Windungszahl mittels eines Stufenschalters geändert wird und die Lichtquelle soll durch Benutzung des magnetischen Feldes dieses Transformators, z. B. von einer dritten auf dem Transformator angebrachten Wickelung, gespeist werden.

K. P. 299 673 derselben Firma. Vom 20. 3. 17 ab (ausgegeben am 14. 10. 19).

1. Sender für Erdstromtelegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß zwecks Prüfung, ob die Schaltung oder Regelungsvorrichtung des Senders dem Erdwiderstande richtig angepaßt ist, die Ströme oder Spannungen an zwei Stellen des Senders in Wirkung treten und unter Zuhilfenahme einer Anzeigevorrichtung in eine bestimmte Beziehung zueinander gebracht, z. B. gegeneinander abgeglichen werden.

Digitized by Google

K. P. 300 792 derselben Firma. Vom 5. 5. 17 ab (ausgegeben am 15. 10. 19).

Einrichtung für Erdstromtelegraphie, gekennzeichnet durch die zwangläufige Verbindung des Sendeempfangsschalters mit einer Reguliervorrichtung für die Sendeenergie.

K. P. 300 793 derselben Firma. Vom 11. 5. 17 ab (ausgegeben am 15. 9. 19).

Sendegerät für Funken- oder Erdstromtelegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß mehrere wahlweise schaltbare Gleichstromunterbrecher zur Erzeugung des Wechselstroms vorgesehen und mit der Umschaltung der Gleichstromquelle zwangläufig sonstige Zubehörteile der Sendeeinrichtung umgeschaltet werden.

K. P. 300 794 derselben Firma. Vom 11. 5. 17 ab (ausgegeben am 15. 9. 19).

Sendeeinrichtung für Funken- und Erdstromtelegraphie mit mehreren wahlweise schaltbaren Transformatoren, dadurch gekennzeichnet, daß die Regulierung der Windungszahlen beider Transformatoren mittels desselben Schalters erfolgt.

K. P. 308 522. Deutsche Telephonwerke G. m. b. H. in Berlin. Vom 25. 7. 15 ab (ausgegeben am 5. 7. 19).

1. Signalanlage mit Stromübertragung durch Erde oder Wasser, dadurch gekennzeichnet, daß der induktive Widerstand des Empfängerkreises durch eingefügte Kondensatoren, welche gleichzeitig auf die Frequenz des Senders abstimmen, bis auf den ohmischen Rest beseitigt wird, derart, daß möglichst die gesamte Energie des aus der Erde oder dem Wasser aufgenommenen Wechselstromes auf den Hörer o. dgl. Empfangsapparat übertragen wird, zum Zwecke, den Wirkungsgrad bzw. die Reichweite der Anlage zu erhöhen.

D. R. P. 315 470 derselben Gesellschaft. Vom 4. 11. 15 ab (ausgegeben am 6. 11. 19).

1. Anordnung zur erdtelegraphischen Nachrichtenübermittlung, dadurch gekennzeichnet, daß die an den Enden der geradlinigen Stationsbasis angeordneten Elektroden ebenfalls aus gerade ausgestreckten blanken Eisendrähten bestehen, derart, daß dieselben entweder ihre gegenseitige lineare Verlängerung über die Station hinweg bilden oder parallel zueinander liegen, wobei die Entfernung der nächstgelegenen Punkte beider Elektroden voneinander etwa die Hälfte der Stationsbasis nicht unterschreitet.

K. P. 297 912. Aktiengesellschaft Mix & Genest, Telephon- und

Digitized by Google

Telegraphen-Werke in Berlin-Schöneberg. Vom 12. 1. 17 ab (ausgegeben am 18. 7. 19).

1. Einrichtung für drahtlose Nachrichtenübermittlung mit wechselweiser Benutzung von Luft- und Erdantennen, dadurch gekennzeichnet, daß der für die jeweils verwendete Antenne günstige Kopplungsgrad durch Umschaltung der Kopplung an den Stoßkreiskondensatoren erreicht wird.

2. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß beim Umschalten von der einen Antennenart auf die andere zwangläufig ein Umlegen des Kopplungsschalters gemäß Anspruch 1 erfolgt.

Prüfeinrichtungen und Wellenmessung.

K. P. 305 003. Firma Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. in Berlin. Vom 9. 9. 16 (ausgegeben am 4. 10. 19).

1. Prüfvorrichtung für drahtlose Stationen, dadurch gekennzeichnet, daß zur Erregung der Prüfvorrichtung die Kraftquelle der Sendestation benutzt wird.

2. Prüfvorrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß für den Fall einer Mittelfrequenzmaschine als Kraftquelle der Sendestation entweder ein mechanischer Unterbrecher benutzt wird, welcher durch den Strom der Mittelfrequenzmaschine betrieben wird, oder auch eine ruhende Einrichtung, welcher eine Löschfunkenstrecke, Löschröhre o. dgl. zur Erregung des Prüfkreises vorgeschaltet wird.

3. Prüfvorrichtung nach Anspruch 1 und 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Energie des Prüfkreises als lokaler Überlagerungssender für die Zwecke des Interferenzempfanges verwendet ist.

K. P. 310 015 derselben Firma. Vom 19. 10. 16 ab (ausgegeben am 7. 10. 19).

1. Empfangsprüfverfahren für drahtlose Empfangsstationen, dadurch gekennzeichnet, daß ein lokaler, mit regelbarer Frequenz arbeitender elektrischer Tonerzeuger während des Empfanges derart zur Einwirkung auf ein Empfangsinstrument gebracht wird, daß eine Vergleichung des lokalen Tones mit dem Fernton möglich ist.

K. P. 298 902 derselben Firma und Dr. Siegmund Loewe in Berlin. Vom 8. 10. 16 ab (ausgegeben am 30. 9. 19).

1. Prüfvorrichtung für einziehbare Antennen auf Luftfahrzeugen, dadurch gekennzeichnet, daß das Auskurbeln der Antenne mit Hilfe einer druckknopfartigen Vorrichtung o. dgl. bewirkt und dabei zugleich selbsttätig der Prüfsender eingeschaltet wird, so daß beim Auskurbeln an dem Hörbarwerden der Prüfwelle in dem Detektor gleichzeitig das

Digitized by Google

richtige elektrische Arbeiten der Empfangsapparatur festgestellt werden kann.

K. P. 307 013 derselben Patentinhaber. Vom 19. 9. 15 ab (ausgegeben am 6. 10. 19).

1. Verfahren zur Prüfung der Empfindlichkeit von Detektoren und Telephonen bei Schaltungen für drahtlose Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß eine ihrer Größe nach genau bestimmte, hochfrequente Normalintensität erzeugt, und das Verhalten des Detektors oder Telephons gegenüber dieser festgelegten Normalintensität untersucht wird.

K. P. 303 974. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Vom 15. 11. 17 ab (ausgegeben am 22. 7. 19).

1. Verfahren zur Frequenzbestimmung elektrischer Schwingungen, insbesondere für die Zwecke der drahtlosen Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß durch Anwendung einer Hilfsfrequenz, die z. B. auf die zu messende Frequenz überlagert wird, ein Schwebungsstrom niedriger Frequenz geschaffen wird, die durch mechanische oder elektrische Frequenzanzeiger bestimmt wird.

K. P. 303 975 derselben Gesellschaft. Vom 7. 3. 17 ab (ausgegeben am 2. 9. 19).

1. Prüfeinrichtung für drahtlose Telegraphie mit elektromagnetischem Selbstunterbrecher, dadurch gekennzeichnet, daß die an sich bekannte Hilfskontaktschaltung zur direkten Erregung der Magnetwicklung beim Einschalten des Unterbrechers in Verbindung mit besonderen zusätzlichen Regelungsmitteln benutzt wird, durch die die Einflüsse der veränderlichen Bedingungen der Schwingungskreise auf die Hilfskontakteinrichtung ausgeglichen werden.

K. P. 301 754 derselben Gesellschaft. Vom 22. 7. 17 ab (ausgegeben am 19. 9. 19).

1. Einrichtung zur Messung und Abstimmung von Schwingungskreisen, gekennzeichnet durch die Verwendung eines abstimmbaren bzw. geeichten Nebenschlusses zu einem Stromanzeiger.

Schaltungsanordnungen von Verstärkerröhren in Kaskade und insbesondere zur Vermeidung des Selbsttönens.

K. P. 299 663. Dipl.-Ing. Mosler in Zehlendorf. Vom 1. 1. 16 ab (ausgegeben am 22. 7. 19).

Anordnung zur Verhütung des Selbsttönens von Lautverstärkern, dadurch gekennzeichnet, daß der Glühfaden mit dem Empfängerkreise leitend verbunden wird.

Digitized by Google

K. P. 299776. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Vom 3. 5. 17 ab (ausgegeben am 29. 9. 19).

1. Einrichtung zum Vermeiden des Selbsttönens bei Kathodenstrahlröhren, dadurch gekennzeichnet, daß durch Einführung mechanischer Dämpfung die Erschütterung der Kathode vermieden wird.

2. Einrichtung nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch ein System gegeneinander wirkender elastischer Federn, die der darauf montierten Kathodenröhre eine erschütterungsdämpfende Grundlage geben.

3. Einrichtung nach Anspruch 1 und 2, dadurch gekennzeichnet, daß der Sockel oder die Kathodenröhre mechanisch gedämpft ist, um Resonanzschwingungen der elastischen Grundlage, auf der die Kathodenröhre montiert ist, zu verhindern.

K. P. 298472 derselben Gesellschaft. Vom 15. 8. 15 ab (ausgegeben am 9. 9. 19).

1. Einrichtung zur Verstärkung von Wechselströmen mittels Kathodenröhren, dadurch gekennzeichnet, daß zur Beseitigung des Selbsttönens bei Verwendung mehrerer Kathodenröhrenverstärker in Kaskadenschaltung ein Regulierwiderstand in den Gitterkreis der ersten Röhre eingeschaltet ist.

2. Einrichtung zur Verstärkung von Wechselströmen nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch eine solche Anordnung des regulierbaren Widerstandes, daß bei fortschreitender Einstellung desselben zunächst ein zunehmender Widerstand parallel zur Stromquelle und später ein Zusatzwiderstand in Reihe geschaltet wird.

3. Einrichtung nach Anspruch 1 und 2, gekennzeichnet durch die gleichzeitige Anwendung einer Rückkopplungseinrichtung, beispielsweise mittels vorhandener Transformatoren, zwecks weiterer Erhöhung des Verstärkungsgrades.

K. P. 300027 derselben Gesellschaft. Vom 15. 4. 17 ab (ausgegeben am 5. 9. 19).

Schaltungsweise für eine Kathodenröhre als Detektor, dadurch gekennzeichnet, daß Kathode und Gitter parallel zu der kleineren von zwei in Serie liegenden Kapazitäten eines Resonanzkreises geschaltet sind.

Fig. 4 zeigt diese Schaltung.

K. P. 300028 derselben Gesellschaft. Vom 6. 1. 16 ab (ausgegeben am 11. 9. 19).

Verfahren zum Tonempfang ungedämpfter Schwingungen unter Benutzung von Kathodenstrahlröhren in Kaskadenschaltung zur Nieder-

Digitized by Google

frequenzverstärkung, dadurch gekennzeichnet, daß die Kaskadenordnung einerseits durch einen parallel zum Gitter und der Kathode der einen Röhre geschalteten veränderlichen Kondensator in der Eigenschwingung einreguliert wird und andererseits der Telephonkreis mit dem Hochfrequenzkreis über einen zweiten regelbaren Kondensator verbunden

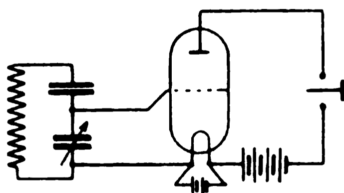


Fig. 4.

ist, der so eingestellt werden kann, daß das System bei Einwirkung schneller elektrischer Schwingungen einen hörbaren Ton erzeugt.

K. P. 298465 derselben Gesellschaft. Vom 20. 6. 15 ab (ausgegeben am 8. 9. 19).

Mehrstufiger Kathodenröhrenverstärker zur Verstärkung der Telephonströme bei Empfangsstationen für drahtlose Telegraphie und Telephonie, dadurch gekennzeichnet, daß bei Benutzung der ersten Verstärkerröhre als Gleichrichter an Stelle des Detektors die unbenutzte Wicklung (*a*) des sonst zur Zuleitung der Detektorströme zur Röhre dienenden Transformators (T_1) kurzgeschlossen wird, zu dem Zwecke, störende Töne zu beseitigen. (Vgl. Fig. 5.)

K. P. 300773. Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. und Dr. Siegmund Loewe in Berlin. Vom 10. 5. 17 ab (ausgegeben am 4. 10. 19).

1. Verstärkerschaltung, dadurch gekennzeichnet, daß die gleiche Spule, welche bei direktem Empfang dem Detektor Energie zuführt, bei Schaltung auf Verstärkung das Gitterpotential beeinflußt, während die unverändert belassene Kombination aus Detektor, Blockkondensator und Anzeigeinstrument (Telephon) bei der Umschaltung auf Verstärkung an die Klemmen einer im Anodenkreis liegenden Spule geschaltet wird. Fig. 6 zeigt diese Schaltung.

K. P. 298461. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Vom 1. 4. 15 ab (ausgegeben am 30. 7. 19).

1. Empfangsverfahren zur Verringerung der atmosphärischen Störungen in der drahtlosen Telegraphie unter Anwendung eines Gegen-

Digitized by Google

detektors, gekennzeichnet durch die Zwischenschaltung von Hochfrequenzverstärkern zwischen Antenne und Gegendetektorkreis und eine solche Einregulierung der beiden Detektoren, daß die Teile der Charakteristiken der beiden Detektoren für größere Intensität annähernd zusammenfallen.

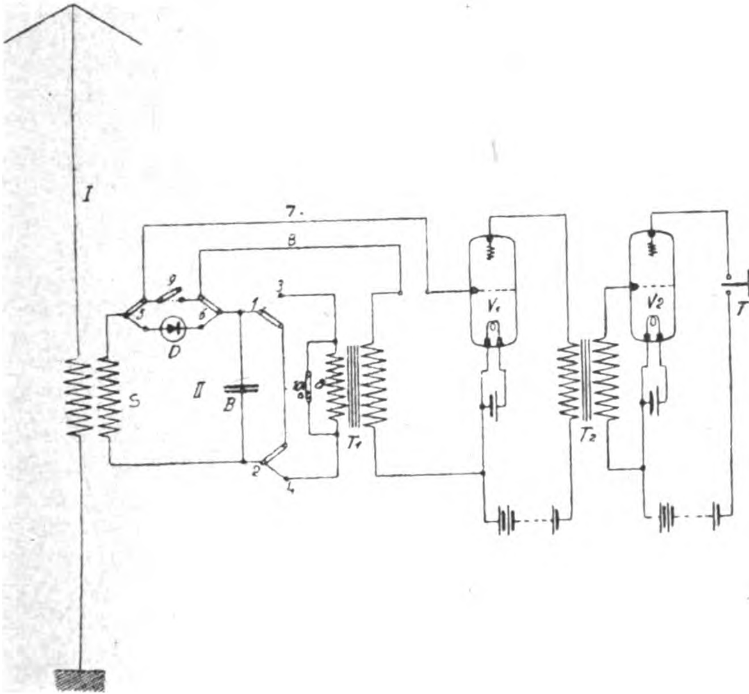


Fig. 5.

2. Schaltungsweise zur Ausübung des Verfahrens nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Empfangsantenne unter Zwischenschaltung eines geschlossenen Schwingungskreises mit mehreren Kathodenrelais gekoppelt ist, die die verstärkte Energie unter Zuhilfenahme eines weiteren geschlossenen Schwingungskreises auf den Detektorkreis übertragen.

K. P. 310632. Deutsche Telephonwerke G. m. b. H. in Berlin. Vom 30. 5. 18 ab (ausgegeben am 13. 10. 19).

1. Verfahren und Einrichtung zum optischen Empfang telegraphischer Nachrichten, dadurch gekennzeichnet, daß die beispielsweise

Digitized by Google

drahtlos empfangenen Zeichen mittels einer Verstärkungsanordnung an sich bekannter Art (z. B. Glühkathodenröhre), deren sekundärer Kreis (Anodenkreis) mit einer Spannung von wenigstens etwa 100 Volt betrieben wird, einer in diesen Kreis an Stelle des Telephons eingeschalteten Entladungsröhre zugeführt werden und in letzterer entsprechende Helligkeitsschwankungen hervorrufen.

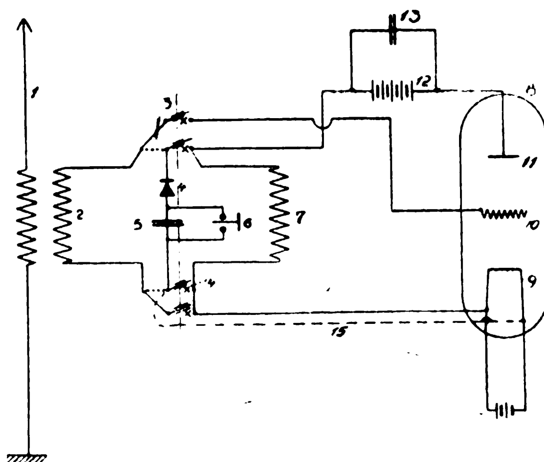


Fig. 6.

2. Verfahren und Einrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die gemäß Anspruch 1 geschaltete Entladungsröhre mit einem Edelgas oder einem Edelgasgemisch gefüllt ist, zwecks Herabsetzung der Spannung auf den im Anspruch 1 angegebenen Wert.

3. Verfahren und Einrichtung nach Anspruch 1 und 2, dadurch gekennzeichnet, daß der Anodenkreis mit einer Wechselspannung betrieben wird, die aus einer niedrigvoltigen Gleichstromquelle mittels eines Umformers entnommen wird.

Digitized by Google

Literaturverzeichnis.

Aston, F. W., Proc. Roy. Soc. **96**, 676, S. 200, 1919. Experiments with Perforated Electrodes on the Nature of the Discharge in Gases at Low Pressures.

Banderet, E., Verh. Naturf. Ges. Basel **30**, 1919. Versuche über drahtlose Telegraphie in den Alpen.

Banneitz, F., Ann. d. Phys. (4) **59**, S. 239, 1919. Messung der Dielektrizitätskonstanten von Mischkörpern mit Hilfe einer Resonanzmethode für Kapazitätsmessungen.

Bellini, F., Electrician **83**, 11, S. 273, 1919. Electrostatic Direction Finder.

Boutaric, A., Rev. gén. des Sciences pur. et appl. **30**, S. 171, 1919. (Ref. Chem. Zentralbl. **2**, S. 2, 1919.) Die Elektrizitätsemission der glühenden Körper.

— Industrie Électrique **28**, 648, S. 228; 649, S. 250. 1919. Production et emploi des ondes électriques entretenues à haute fréquence.

Bright, Charles, Electrician **83**, 16, S. 441; 17, S. 464, 1919. Inter-Imperial Communication Through Cable, Wireless and Air.

Campbell, Norman, Phil. Mag. **38**, 224, S. 214, 1919. Time-Lag in the Spark Discharge.

Denton, F. M., Electrician **83**, 17, S. 475, 1919. Form-Factor.

Eccles, W. H. and F. W. Jordan, ebenda **12**, S. 298, 1919. A Trigger Relay Utilising Three-Electrode Thermionic Vacuum Tubes.

— ebenda S. 299. A Method of Using Two Triode Valves in Parallel for Generating Oscillations.

Electrician 83, 6, S. 142, 1919. The Marconi Direction Finder.

— ebenda 10, S. 242. Thermophones or Hot-Wire Receivers.

— ebenda 12, S. 306. Notes on the Meeting of the British Association: Discussion on Thermionic Valves.

— ebenda S. 311. Radiotelegraphic Investigations-Report of B. A. Committee.

E. u. M. 37, 40, S. 459, 1919. (Ref. aus La Nature, Juli 1919.) Der Tungar-Gleichrichter.

— ebenda 42, S. 480. (Ref. über J. O. Mauborgne, Journ. Frankl. Inst. **188**, 1.) Mehrfachtelephonverkehr auf Leitungen mit Hochfrequenzströmen.

— ebenda 44, S. 508. (Ref. über Ph. Thomas, Journ. Frankl. Inst. **186**, 3, 1918.) Messung kleiner Kapazitäten.

— ebenda 47, S. 542. (Ref. über W. Brandt, Phys. Ztschr. **20**, S. 149, 1919). Über die Phasenverhältnisse beim Audion mit Rückkoppelung.

— ebenda S. 543. (Ref. über K. W. Wagner, Telegr. u. Fernspr. Techn. **8**, 3, 1919.) Mehrfachtelegraphie und -Telephonie mit schnellen Wechselströmen.

— ebenda 48, S. 555. (Ref. über W. Arkadiew, Ann. d. Phys. **58**, 2, S. 105, 1919.) Über die Absorption elektromagnetischer Wellen an zwei parallelen Drähten.

Esau, A., Telefunken-Ztg. **3**, 18, S. 51, 1919. Die Braunsche Rahmenantenne.

Digitized by Google

Fortescue, C. L., Electrician **83**, 12, S. 294; 14, S. 388; 15, S. **414**, **1919**. The Three-Electrode Thermionic Valve as an Alternating Current Generator.

Geyger, W., Elektrot. Anz. 36, 126, S. 598, 1919. Über die **akustischen** Eigenschaften des elektrischen Wechselstromlichtbogens.

Hagenbach, A. et **K. Langbein,** Arch. d. sc. phys. et nat. (5) 1, S. 48, 1919. Determination de la température aux électrodes de l'arc.

Hahnemann, W. und **H. Hecht,** Ann. d. Phys. (4) **60**, S. 454, 1919. Der mechanisch-akustische Aufbau eines Telephons.

Heffner, K., Telefunken-Ztg. **3**, 18, S. 67, 1919. Der jetzige Stand der drahtlosen Telephonie.

Hering, Carl, Electrician 83, 12, S. 312, 1919. (Ref. aus El. World.) Calculating Growth of Current in an Inductance.

Humby, S. R. and **B. F. J. Schonland,** ebenda 16, S. 443. The Wave-lengths Radiated from Oscillating Valve Circuits.

Hund, August, ebenda 17, S. 470. Reliable Method for the Approximate Determination of the True Antenna Constants.

Industrie Électrique 28, 652, S. 317, 1919. Expériences de télégraphie sans fil sur les chemins de fer de l'État belge.

Joachim, Hans, Ann. d. Phys. (4) **60**, S. 570, 1919. Über die Messung der Dielektrizitätskonstante in der Wheatstoneschen Brücke bei Anwendung hoher Frequenzen.

Klaus, A., Ztschr. f. d. phys. u. chem. Unterr. **32**, 4, S. 132, 1919. Nachweis der Selbstinduktion.

Kollatz, C. W., Ztschr. f. Feinmech. **27**, S. 123, 139, 1919. Die Kathodenröhre als Audion und Hochfrequenzerreger in der drahtlosen Telegraphie.

Lübcke, E., Electrician **83**, 11, S. 270, 1919. The Measurement of Alternating Waves with the Braun Tube.

Mahlke, Paul, 38 S., Berlin SW. 14, Moeser Buchdruckerei. Vollständige Auflösung des Wechselstrom-Fernleitungsproblems.

Nairz, O., Telefunken-Ztg. 3, 18, S. 60, 1919. Die Funktelegraphie in der modernen Navigation.

Phys. Ztschr. 20, S. 527, 1919. Ref. über H. Brick, Drähte und Kabel, ihre Anfertigung und Anwendung in der Elektrotechnik.

van der Pol, Balth., jun., Electrician 83, 9, S. 225; 10, S. 251, 1919. A Simple Derivation of the Formulae for the Resonance Curves of a Damped Vibration and Some Properties Thereof.

Porter, R. A., Phys. Rev. 13, S. 189, 1919. Beziehung zwischen Potentialverteilung und Hysteresiserscheinung in einer Wehneltröhre.

Rankine, A. O. and **F. B. Young,** Phil. Mag. 38, 227, S. 528, 1919. On the Magnetic Effects of Vibration in Iron Rods.

Robinson, J., Electrician 83, 15, S. 420, 1919. Wireless Navigation for Aircraft.

Sagnac, G., C. R. 169, 10, S 469; 12, S. 529, 1919. Ether et Mécanique absolue des ondulations.

Salinger, H., Phys. Ztschr. 20, S. 488, 1919. Über den Empfang ungedämpfter Wellenzüge durch Überlagerung.

Schapira, B., Schweizer. Elektrot. Ztschr. 16, 37, S. 291; 38, S. 297, 1919. Bauarten der neuzeitlichen Hochspannungsisolatoren.

Digitized by Google

Schottky, W., Arch. f. Elektrot. 8, 9, S. 299, 1919. Über Hochvakuumverstärker. III. Teil. Mehrgitterröhren.

Schröter, F., Elektrot. Ztschr. 40, 52, S. 685, 1919. Die Technik der Entladungsröhren.

Schwarzhaupt, P., Telefunken-Ztg. 3, 18, S. 36, 1919. Drahtlose Telegraphie im Eisenbahnwesen.

Scott-Taggart, J., Electrician 83, 10, S. 243, 1919. Ref. E. u. M. 37, 47, S. 542, 1919. A Heterodyning Wavemeter.

Shrader, J. E., ebenda S. 258. (Ref. aus Phys. Rev. 13, 6, S. 434, 1919.) Residual Gases and Vapors in Highly Exhausted Glass Bulbs.

Smith, T. Vincent, ebenda 16, S. 445. Wireless in the Royal Flying Corps During the War.

Sulejkin, W., Phys. Rev. 13, S. 197, 1919. Elektrische Entladung an der Oberfläche eines Elektrolyten.

Taylor Jones, E., Electrician 83, 7, S. 167; 8, S. 201, 1919. Oscillations During the Discharge of an Induction Coil.

Weagant, A., Proc. Inst. Rad. Eng. 7, S. 207, Juni 1919. (Ref. Rad. Rev. 1, 1, S. 49, 1919.) Reception through Static and Interference.

Weyl, H., Ann. d. Phys. (4) 60, S. 481, 1919. Ausbreitung elektromagnetischer Wellen über einem ebenen Leiter.

Whiddington, R., Cambridge Soc., May 19, 1919. (Nature 103, S. 298, 1919.) The self-oscillations of a thermionic valve.

Kurze Mitteilungen.[1])

Drahtlose Telephonie über den atlantischen Ozean. Prof. J. A. Fleming trug im University College (London) in einem öffentlichen Vortrag über das Thema „Sprechen über die Atlantik mit Hilfe von drahtloser Telephonie" vor. Er besprach Versuche, die zwischen Irland und Neu-Schottland (Entfernung 1800 Seemeilen) stattfanden. Dabei wurde ein $3^1/_2$ pferdiger Wechselstromgenerator verwandt. Die Antenne war 500 Fuß hoch, die Wellenlänge 12000 Fuß und die Antennenstromstärke 16 Ampere.

Drahtlose Telegraphie und geographische Länge. Unter der Leitung des **Bureau des Longitudes** wird die drahtlose Telegraphie in **Kürze** zur **Bestimmung** der geographischen Länge auf einem vollen Erdumfang angewandt **werden.** Drei etwa gleichweit voneinander entfernte Punkte sind hierzu **ausgewählt** worden — Paris, Shanghai und San Francisco — jeder von den beiden anderen um nahezu ein Drittel des Erdumfanges entfernt. An diesen Orten sollen Präzisionsuhren mit Hilfe drahtloser, von drei anderen Punkten ausgesandter Zeichen — Annapolis, Honolulu und eine französische Station sind in Aussicht genommen — miteinander verglichen werden; und da 15 Längengrade einem Zeitunterschied von einer Stunde entsprechen, so wird eine Vergleichung der Uhren an den drei für die Versuche bestimmten Plätzen die Möglichkeit bieten, die geographischen Längenunterschiede genau zu bestimmen. Nach Wireless World.

1) Beiträge aus dem Leserkreis über aktuelle allgemein interessierende Ereignisse oder praktische Erfolge erbeten.

Digitized by Google

Funkentelegraphie im öffentlichen Verkehr. Nachdem das inländische Funknetz weiter ausgebaut worden ist, soll in größerem Umfang von diesen Anlagen Gebrauch gemacht werden.

Fortan behält sich daher die Reichs-Telegraphenverwaltung für die Abwicklung des telegraphischen Verkehrs im allgemeinen freie Wahl hinsichtlich des zu benutzenden Weges (Draht- oder Funkweg) vor. Befürchtet jedoch der Absender ein Mithören des Telegramms durch Unbefugte, was bei der Eigenart der drahtlosen Telegraphie nicht durchweg ausgeschlossen ist, und wünscht er daher ausdrücklich die Drahtbeförderung, so hat er im Telegrammaufgabeformular an der für die Wegangabe vorgesehenen Stelle den gebührenfreien Vermerk „Draht" niederzuschreiben.

Das gleiche gilt für den Telegrammverkehr Deutschlands mit den europäischen Ländern, soweit die Gebühren auf dem Draht- und Funkweg gleich sind.

Drahtloser Schreibempfang über 12000 km. Auf dem Gebiet der drahtlosen Telegraphie ist es der Telefunkengesellschaft gelungen, einen neuen für die praktische Ausnutzung der Groß-Stationen außerordentlich bedeutungsvollen Erfolg zu erringen. Die Empfangsanlage in Geltow hat die funkentelegraphischen Zeichen zweier Groß-Stationen in Holländisch-Indien, nämlich die Stationen Tjililin und Malabar mit dem Morseschreiber aufzunehmen vermocht.

Die javanische Station Tjililin verfügt über eine Antenne von 150 m Höhe und eine Antennenenergie von etwa 80 KW, die ihr von einer Hochfrequenzmaschine nach dem Telefunkensystem zugeführt wird. Die Station Malabar dagegen arbeitet nach dem Bogenlampensystem von gleicher Antennenenergie, aber etwa zwei- bis dreimal größerer Antennenhöhe.

Die Station in Geltow, die als die eigentliche Empfangsanlage der Groß-Station Nauen anzusehen ist und durch die es erst möglich wird, daß Nauen ausschließlich für den Sendebetrieb verfügbar ist, empfängt mit einer Braunschen Rahmenantenne von etwa 80 m Seitenlänge.

Die Entfernung zwischen Geltow und den beiden javanischen Stationen beträgt etwa 12000 km, d. h. mehr als $^1/_4$ des Erdumfanges.

Drahtlose Telephonie Eberswalde-Konstanz. Die C. Lorenz A.-G. hat mit Unterstützung des Reichspostministerium (Funkbetriebsamt) Versuche mit drahtloser Telephonie zwischen der Versuchsstation der Gesellschaft in Eberswalde und der Postbetriebsstation in Konstanz, also auf eine Entfernung von etwa 600 km mit Erfolg ausgeführt.

Als Energiequelle diente ein Lichtbogengenerator, so daß die Versuche zum ersten Mal die Möglichkeit gezeigt haben, mit diesem System auf große Entfernungen und mit entsprechend großen Leistungen einwandfrei zu telephonieren, was von verschiedenen Seiten früher bezweifelt wurde. Die Ergebnisse waren gut, die Sprache rein und einwandfrei verständlich trotz starker Störungen durch den Eiffelturm, dessen Welle in der Nähe der Sendewelle lag. Nebengeräusche waren auch auf kürzeren Entfernungen von der Station (50—100 km) nicht hörbar.

Die Versuche sind auch insofern von Interesse, als dieselben nicht als Rekordversuche, wie die meisten auf große Entfernungen ausgeführten, zu betrachten sind, da die Empfangsstation, die mit ihren normalen Apparaten ausgestattet war, von ihrem Betriebspersonal genau wie im normalen Telegraphiebetrieb bedient wurde.

Das bei den Versuchen angewandte System, über dessen Einzelheiten eine Veröffentlichung noch vorbehalten wird, läßt sich bei gleichem Erfolg auch für Hochfrequenzmaschinen und Röhrensender verwenden.

Digitized by Google

Jahrbuch

Zeitschrift für

drahtlose Telegraphie und Telephonie

Band 15. April 1920. Heft 4.

Inhalt.

Manuskripte für das Jahrbuch sind an die Redaktion: *Prof. Dr. H. Faßbender, Berlin-Charlottenburg, Königsweg 24,* zu senden. Zur Erleichterung der Berichterstattung wird um Zusendung einschlägiger Bücher und Sonderabdrücke sowie Mitteilung wichtiger Arbeiten für das Literaturverzeichnis gebeten.

Abonnements und Inserate sind an die Verlagsbuchhandlung von *M. Krayn, Berlin W. 10, Genthinerstraße 39* zu richten.

Digitized by Google

Über die mittelfrequenten Vorgänge in Tonfunkensendern.

Von **F. F. Martens** und **G. Zickner.**

A. Berechnungen.

1. Einleitung. Als vollkommenste Methode zur Erzeugung von kräftigen, schwach gedämpften, hochfrequenten Schwingungen gilt seit 1908 die Methode der Stoßerregung (Max Wien). Zu Beginn des Schwingungsvorganges entladet sich die Kapazität C_1 des Schwingungskreises 1 (s. Fig. 1) durch den Kreis 1 hindurch; nach

Fig. 1.

wenigen Schwingungsdauern pendelt die Schwingungsenergie nicht mehr zwischen der Kapazität C_1 und der Selbstinduktion L_{12} des Kreises 1 hin und her, sondern zwischen der Kapazität C_2 und der Selbstinduktion $L_{12} + L_2$ des Kreises 2; die Funkenstrecke F_1 wird nichtleitend und von da an finden im Kreise 2 allmählich abklingende Schwingungen statt.

Zur Aufladung der Stoßkreiskapazität C_1 hat die Gesellschaft für drahtlose Telegraphie in Berlin folgende Methode ausgebildet. Eine Mittelfrequenzmaschine (MLR in Fig. 1) für 500 Perioden in der Sekunde liegt an der Niederspannungswicklung eines Trans-

Digitized by Google

formators mit geschlossenem Eisenkern, dessen Hochspannungswicklung zur Funkenstrecke parallel geschaltet ist.

Zweck der vorliegenden Arbeit ist es, die mittelfrequenten Vorgänge in Maschine, Transformator und Stoßkreiskapazität durch Rechnung und Versuch möglichst genau zu erkunden. Zu den Versuchen wurde ein Tonfunkensender für 1,5 KW Antennenleistung benutzt, den uns die Firma C. Lorenz in Berlin-Tempelhof freundlichst zur Verfügung stellte. Der Sender wurde in Verbindung mit einem künstlichen Antennenzweig benutzt, dessen Kapazität etwa 1200 cm betrug.

2. Hochfrequente Überlagerungsspannung. Als Koppelungsgrad K der beiden Hochfrequenzkreise 1 und 2 bezeichnet man das Verhältnis der gemeinsamen Selbstinduktion L_{12} zu dem geometrischen Mittel aus den Selbstinduktionen beider Kreise. Es ist also

$$\frac{L_{12}}{\sqrt{L_{12}(L_{12}+L_2)}} = K = \sqrt{\frac{L_{12}}{L_{12}+L_2}} = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \tag{1}$$

Der letzte Ausdruck für K ergibt sich aus dem vorletzten und aus der Resonanzbedingung $C_1 \cdot L_{12} = C_2 (L_{12} + L_2)$.

Die maximale in der Antennenkapazität C_2 auftretende Energie ist annähernd gleich der maximalen Energie der Stoßkreiskapazität. Also ist die maximale Spannung V_2 der Antennenkapazität gleich der durch K dividierten maximalen Spannung V_1 der Stoßkreiskapazität, d. h. es ist

$$V_2 = V_1 / K \tag{2}$$

Die maximale Spannung W_1 des Punktes P in Fig. 1 ist $V_2 \cdot L_{12} / (L_{12} + L_2) = V_2 \cdot K^2$. Durch Einsetzen von Gl. (2) ergibt sich der maximale Wert der Überlagerungsspannung

$$W_1 = K V_1 \tag{3}$$

Bei nichtleitender Funkenstrecke ist die Kapazität der Leiter Q in Fig. 1 verschwindend klein gegen die Stoßkreiskapazität C_1. Also überlagert sich der Spannung V_1 der im Punkte Q zusammenstoßenden Leiter praktisch dieselbe hochfrequente abklingende Wechselspannung mit dem Maximalwerte W_1, die in P auftritt.

Die hochfrequente Überlagerungsspannung ist praktisch wichtig, weil sie Transformatoren und Maschinen gefährdet und auf die Zündspannung V_1 Einfluß haben kann (vgl. Art. 12).

3. Maschinengleichung (s. Fig. 1). Es sei u die in der feststehenden Maschinenwicklung durch die Rotorbewegung induzierte

Digitized by Google

Umlaufsspannung. Ferner sei v die Klemmspannung, i die Maschinenstromstärke. Die Selbstinduktion der Wechselstrommaschine sei L, der Verlustwiderstand sei R.

Um eine Berechnung der Vorgänge zu ermöglichen, ist die Annahme gemacht, daß die Größen u, L und R von der Stromstärke unabhängig sind. Man kann diese Annahme in beliebiger Annäherung verwirklichen, wenn man eine beliebig große Maschine mit der Klemmspannung u verwendet und mit L und R in Reihe schaltet.

Die Größen u, v und i sind durch die Beziehung verbunden

$$u - v = R i + L i' \tag{4}$$

Bei der offenen, stromlosen Maschine ist $v = u$. In den Figg. 9 und 11 ist die Umlaufsspannung u als „Maschinenspannung", die Klemmspannung v als „Kondensatorspannung" bezeichnet.

4. Transformatorgleichungen. Man kann den Maschinenstrom i in zwei Teilströme i_m und i_0 zerlegen. Der Teilstrom i_m (Magnetisierungsstrom) erzeuge das ganze magnetische Feld, welches den Induktionsfluß $\mathfrak{N}$ im geschlossenen Transformatorkern hervorruft. Dann muß der Teilstrom i_0 (Arbeitsstrom) die gleiche und entgegengesetzte magnetische Wirkung ausüben wie der Sekundärstrom i_1.

Die Änderungsgeschwindigkeit $\mathfrak{N}'$ des Induktionsflusses ruft in z_0 Windungen die Spannung $v = z_0 \mathfrak{N}'$ hervor, in z_1 Windungen die Spannung $v_1 = z_1 \mathfrak{N}'$.

Für den Transformator vom Übersetzungsverhältnis $z_{10} = z_1 / z_0$ gelten also die Beziehungen

$$i = i_m + i_0 \text{ und } i_0 = z_{10}\, i_1 \text{ und } v_1 = z_{10}\, v \tag{5}$$

5. Kondensatorgleichung. Ist i_f die Stromstärke in der Funkenstrecke, so ist $i_1 - i_f$ die Stromstärke, welche die Kapazität C_1 durchfließt. Die Klemmspannung der Kapazität ist (s. Fig. 1) $v_1 - w_1$. Also ist $i_1 - i_f = C_1 (v_1' - w_1')$. Bei der Kleinheit von R_{12} und L_{12} (s. Fig. 1) rufen mittelfrequente Ströme nur Spannungen w_1 hervor, die gegen v_1 verschwindend klein sind. Also ist praktisch

$$i_1 - i_f = C_1 v_1' \tag{6}$$

6. Ersatzschaltung. Aus den Gl. (5) und (6) ergibt sich

$$i_0 - z_{10} \cdot i_f = C v' \text{ und } C = z_{10}^2 C_1 \tag{7}$$

Wir bezeichnen die mit dem Quadrate des Übersetzungsverhältnisses multiplizierte Stoßkreiskapazität als Ersatzkapazität C.

Ist die Umlaufsspannung u so klein, daß keine Entladungen eintreten, so verhalten sich Klemmspannung v

Digitized by Google

und Stromstärke i bei der wirklichen in Fig. 1 dargestellten Schaltung genau so, als ob die Sekundärwicklung (z_1) ganz entfernt wäre und zur Primärwicklung (z_0) die Ersatzkapazität C parallel geschaltet wäre und annähernd so, als ob die Maschine nur auf die Ersatzkapazität C arbeitete.[1])

7. Für den Maschinenstrom $i = i_m + i_0$ kann man nach Gl. (7) schreiben

$$i = i_m + C v' + z_{10} i_f \tag{8}$$

Wenn man die vier Glieder von Gl. (8) mit dt multipliziert, von der Zeit t bis zur Zeit $t + \tau$ integriert und durch τ dividiert, so erhält man eine Gleichung, welche die für die Zeit τ gebildeten zeitlichen Mittelwerte enthält. Die Zeit τ sei so gewählt, daß zur Zeit $t + \tau$ alle Wechselgrößen denselben Wert haben wie zur Zeit t.

Der Mittelwert des Gliedes $C v'$ ist gleich $C[v_{t+\tau} - v_t]/\tau$, also gleich Null.

Die Klemmspannung (s. Fig. 1) hat den Wert $v = z_0 \cdot \mathfrak{N}'$, worin $\mathfrak{N}$ der Induktionsfluß im Transformatorkern ist. Der Mittelwert von v ist $z_0 [\mathfrak{N}_{t+\tau} - \mathfrak{N}_t] \tau$, also gleich Null. Da der Mittelwert der Klemmspannung v und der Mittelwert der Umlaufsspannung u gleich Null sind, so muß auch der Mittelwert des Maschinenstromes i gleich Null sein.

Hieraus folgt: die Summe der Mittelwerte des Magnetisierungsstromes i_m und des mit dem Übersetzungsverhältnis z_{10} multiplizierten Stromes in der Funkenstrecke, i_f, muß gleich Null sein. Diese Bedingung ist erfüllt, wenn man i_m gleich der Differenz eines Wechselstromes i_μ und eines Gleichstromes J setzt und schreibt $i_m = i_\mu - J$. Der Gleichstrom J ist dann gleich dem Mittelwert von $z_{10} \cdot i_f$, wie die zweite der Gl. (10) ausdrückt.

Durch Einsetzen des für i_m erhaltenen Ausdruckes in Gl. (8) erhält man

$$i = i_\mu - J + C v' + z_{10} \cdot i_f \tag{9}$$

In erster Annäherung kann i_μ, die Wechselstromkomponente des Magnetisierungsstromes, als verschwindend kleiner Bruchteil des Maschinenstromes i angesehen werden.

Für die Zeit, in welcher die Funkenstrecke nichtleitend und $i_f = 0$ ist, nimmt Gl. (9) die einfache Form an

1) F. F. **Martens**, Physikal. Grundlagen der Elektrotechnik, Braunschweig b. Friedr. Vieweg & Sohn, 1914, II. Bd., S. 162.

Digitized by Google

$$i = C v' - J \quad \text{und} \quad J = z_{10} \frac{1}{\tau} \int_0^\tau i_f \cdot dt \tag{10}$$

Die Frage der Gleichstromkomponenten ist auch in den Art. 10 und 13 behandelt.

8. Ladegleichung. Setzt man den Ausdruck (10) für den Maschinenstrom i in die Maschinengleichung (4) ein, so erhält man die Ladegleichung

$$C L v'' + C R v' + v = u + R J \tag{11}$$

Nach Art. 6 bildet die Maschinenselbstinduktion L mit der Ersatzkapazität C einen Schwingungskreis. Die Eigenschwingung dieses Kreises sei Ω. Dann ist der induktive Widerstand ΩL gleich dem kapazitiven Widerstande $1/\Omega C$; bei dem benutzten Tonfunkensender ist $\Omega L = 13{,}3$ Ohm.

In Verbindung mit dem Sender wurde eine Maschine benutzt, deren Verlustwiderstand für den erzeugten, mittelfrequenten Wechselstrom 8,8 Ω beträgt. Die Widerstandszahl des Ersatzkreises $\varrho = R/2\,\Omega L$ ist also gleich 0,30.

Die Umlaufsspannung u der Maschine sei eine rein sinusartige Funktion der Zeit.

Hiernach kann man für die Ladegleichung schreiben

$$\left.\begin{aligned} v'' + 2\,\Omega \varrho v' + \Omega^2 v &= \Omega^2 [u + R J] \\ u &= - U \sqrt{2} \sin (\omega t - \varepsilon) \\ J &= z_{10} \frac{1}{\tau} \int_0^\tau i_f \cdot dt \end{aligned}\right\} \tag{12}$$

9. Allgemeine Lösung der Ladegleichung. Setzt man

$$v = R J + g\, U \sqrt{2} \cos (\omega t - \varepsilon - \psi) + y$$

und wählt für g und ψ die in der nachstehenden Gl. (13) angegebenen Ausdrücke, so nimmt die Differentialgleichung (12) die einfachere Form an

$$y'' + 2\,\Omega \varrho y' + \Omega^2 y = 0$$

Die Maschinenklemmspannung (Kondensatorspannung) v entsteht also durch Überlagerung von drei verschiedenen Spannungen.

Digitized by Google

Die eine Teilspannung RJ ist entweder gleich Null oder gleich einem konstanten Wert.

Die zweite Teilspannung $g\,U\sqrt{2}\cos(\omega t - \varepsilon - \psi)$ ist gleich der rein sinusartigen Spannung, die sich herstellen würde, wenn der Maschinenstromkreis längere Zeit hindurch geschlossen wäre, ohne daß Entladungen durch die Funkenstrecke stattfänden.

Die dritte Teilspannung y ist eine abklingende Schwingung in dem Schwingungskreise, der aus Maschinenselbstinduktion L und Ersatzkapazität C gebildet wird.

Die vollständige allgemeine Lösung für Umlaufsspannung u, Klemmspannung v und Maschinenstrom i' lautet unter Einführung einiger Hilfsgrößen, wenn n die Periodenzahl der Maschine ist:

$$\left.\begin{aligned}
&\omega t = 2\pi n t = \vartheta \text{ und } J = z_{10}\cdot\frac{1}{\tau}\int_0^\tau i_f\cdot dt\\
&f = \frac{\Omega}{\omega} \quad\text{und}\quad a = f\varrho \quad\text{und}\quad b = f\sqrt{1-\varrho^2} \quad\text{und}\quad \sin\varphi = \varrho,\\
&\operatorname{tg}\psi = \frac{1-f^2}{2a} \quad\text{und}\quad g = \frac{f\cos\psi}{2\varrho}\\
&v = \{RJ + Be^{-a\vartheta}\cos(b\vartheta - \chi)\} + g\,U\sqrt{2}\cos(\vartheta - \varepsilon - \psi)\\
&i = \{-J - B\Omega Ce^{-a\vartheta}\sin(b\vartheta - \chi + \varphi)\}\\
&\qquad\qquad - \omega C g\,U\sqrt{2}\sin(\vartheta - \varepsilon - \psi)\\
&u = -U\sqrt{2}\sin(\vartheta - \varepsilon)
\end{aligned}\right\}\quad(13)$$

10. Grenzbedingungen bei regelmäßiger Funkenfolge. Eine Entladung trete zur Winkelzeit $\vartheta = 0$ ein und bringe die Spannung der Ersatzkapazität C vom Werte $v = +V_0$ auf den Wert $v = 0$ herunter. Die nächste Entladung trete zur Winkelzeit $\vartheta = k\pi$ ein. Beschränkt man sich auf die allein praktisch wichtigen Fälle regelmäßiger Funkenfolge, so ist k eine ganze Zahl.

Die Periodenzahl der Umlaufsspannung u sei 500 sec^{-1}. Dann ist

bei der Funkenfolge $k\pi$. . . . . . =	3π	2π	π
der erzeugte Ton . . . . , =	333	500	1000 sec^{-1}
die nächste Zündspannung . . . . =	$-V_0$	$+V_0$	$-V_0$
die Gleichstromkomponente J . . =	0	$+nCV_0$	0

Digitized by Google

Für die Gleichstromkomponente J kann man leicht einen Ausdruck bilden, der für alle drei Fälle gilt, indem man schreibt

$$J = \frac{\omega C V_0}{2\pi} \cos^2 \frac{k\pi}{2} \tag{14}$$

Unmittelbar nach der ersten Entladung ist die Spannung $v = 0$, also ist

$$(v)_{\vartheta = 0} = 0 \tag{15}$$

Unmittelbar vor der zweiten Entladung ist die Spannung $v = \pm V_0$, also ist

$$(v)_{\vartheta = k\pi} = + V_0 \cdot \cos k\pi \tag{16}$$

Die Leitzeit der Funkenstrecke ist außerordentlich klein gegen die Periodendauer der Umlaufsspannung. Während der Leitzeit kann sich daher die Stromstärke i nicht merklich ändern. Daher muß die Maschinenstromstärke unmittelbar nach der ersten und vor der zweiten Entladung gleich große Werte haben. Es ist also

$$(i)_{\vartheta = 0} = (i)_{\vartheta = k\pi} \cdot \cos k\pi \tag{17}$$

Aus den aufgestellten vier Gl. (14) bis (17) kann man die Konstanten J, B, U und χ der Gl. (13) berechnen. Die einzige noch unbestimmte Konstante ist dann die Winkelzeit ε der Umlaufsspannung.

11. **Bestimmte Lösung der Ladegleichung.** Führt man die Berechnung der vier Konstanten aus, so erhält man statt der Gl. (13) folgende Gleichungen:

$$\left.\begin{aligned}
f &= \frac{\Omega}{\omega} \text{ und } a = f\varrho \text{ und } b = f\sqrt{1-\varrho^2} \\
\operatorname{tg}\psi &= \frac{1-f^2}{2a} \text{ und } \sin\varphi = \varrho \\
\operatorname{tg}(\chi - \varphi) &= \frac{\sin bk\pi}{[-\cos k\pi \cdot e^{ak\pi} + \cos bk\pi]} \\
\beta &= \frac{-\cos k\pi \cdot e^{ak\pi}}{[-\cos k\pi \cdot e^{ak\pi} + \cos bk\pi] + \operatorname{tg}\chi \cdot \sin bk\pi} \\
\hline
v_1 &= -\frac{V_0 \beta e^{-a\vartheta}}{\cos\chi} \cos(b\vartheta - \chi) + \frac{V_0 \varrho}{f\pi} \cos^2 \frac{k\pi}{2} \\
i_1 &= +\frac{V_0 \beta e^{-a\vartheta}}{\cos\chi} f\omega C \sin(b\vartheta - \chi + \varphi) \\
&\qquad - \frac{V_0 \omega C}{2\pi} \cos^2 \frac{k\pi}{2}
\end{aligned}\right\} \tag{18}$$

Digitized by Google

$$A = \frac{V_0 \beta}{\cos(\varepsilon + \psi)} \left[1 - \frac{\varrho}{f \pi \beta} \cos^2 \frac{k\pi}{2}\right]$$

$$v_2 = + A \cos(\vartheta - \varepsilon - \psi)$$

$$i_2 = - A \omega C \sin(\vartheta - \varepsilon - \psi)$$

$$u = - A \cdot \frac{2a}{f^2 \cos \psi} \sin(\vartheta - \varepsilon)$$

$$v = v_1 + v_2 \quad \text{und} \quad i = i_1 + i_2$$

12. Für die Winkelzeit ε zwischen Umlaufsspannung u und Entladung muß man bestimmte Werte annehmen, um aus den Gl. (13) bestimmte Vorgänge berechnen zu können. Zu möglichen Vorgängen führen nur kleine Werte von ε. Die Aufladung zur positiven Zündspannung $+ V_0$ ist gegen Ende einer Halbperiode vollendet, während welcher die Umlaufsspannung u positive Werte gehabt hat. Je größer der Wert von ε ist, um so früher tritt die Aufladung zur Zündspannung V_0 und die Entladung ein.

Unmöglich sind Vorgänge, bei denen die Kondensatorspannung vor der Entladung größere Werte annimmt als bei Beginn der Entladung. Bei Beginn der Entladung kann die Kondensatorspannung steigende oder konstante, aber keine abfallenden Werte haben. Die Ladestromstärke muß also bei Beginn der Entladung von $+ V_0$ auf 0 Werte haben, die gleich oder größer als 0 sind.

Die kleinsten Werte von Umlaufsspannung und Winkelzeit ε, die — bei Spätzündung — zu möglichen Vorgängen führen, sind durch die Bedingung $(i)_{\vartheta=0} = (i)_{\vartheta=k\pi} = 0$ gegeben oder durch den Ausdruck

$$\operatorname{tg}(\varepsilon + \psi) = \frac{\dfrac{f \sin(\chi - \varphi)}{\cos \chi} + \dfrac{1}{2\pi\beta} \cos^2 \dfrac{k\pi}{2}}{1 - \dfrac{\varrho}{f\pi\beta} \cos^2 \dfrac{k\pi}{2}} \tag{19}$$

Die größten Werte von ε, die — bei Frühzündung — zu möglichen Vorgängen führen, wurden in nachstehend erklärter Weise gefunden.

Durch die später beschriebenen Versuche bei 10 Funkenstrecken ist ermittelt, daß bei der höchsten zulässigen Umlaufsspannung einige Zeit vor jeder Entladung die Kondensatorspannung einen maximalen Wert V hat, der der Zündspannung entgegengesetzt ist.

Bei der Funkenfolge	3π	2π	π
muß V	< 250	180	150 Volt sein.

Digitized by Google

Steigert man die Erregung über V hinaus, so treten andere Funkenfolgen auf.

Daß der Wert von V weit unter der Zündspannung $V_0 = 303$ Volt liegt, erklärt sich zum Teil durch die noch nicht ganz abgeklungene hochfrequente Überlagerungsspannung (s. Art. 2). Diese spielt bei der Funkenfolge π natürlich eine größere Rolle als bei 2π, bei 2π eine größere Rolle als bei 3π. Zum Teil mag auch die Verzögerung der Entladung einen Einfluß haben: die Funkenstrecke kann nicht längere Zeit hindurch größere Spannungen aushalten als V, wohl aber kurze Zeit hindurch unmittelbar vor dem Anwachsen der Spannung auf den Wert $V_0 = 303$ Volt.

Es wurden nun für zahlreiche Werte von ε Spannungskurven berechnet. Durch Interpolation ist derjenige Wert von ε ermittelt, für welchen das V_0 entgegengesetzte Maximum der Kondensatorspannung gleich V ist.

So sind die beiden zulässigen Grenzwerte der Winkelzeit ε und Umlaufsspannung u ermittelt. (Vgl. Art. 22 und 24.)

B. Versuche.

13. Zündspannung. Schaltet man in den sekundären Transformatorkreis einen Gleichstrommesser (G in Fig. 1), so zeigt dieser bei Ton 333 (3π) und bei Ton 1000 (π) keinen Ausschlag. Bei Ton 500 (2π) mißt er die Gleichstromkomponente $J_1 = n\, C_1\, V_1$ des Sekundärkreises. Es ist also die Zündspannung

$$V_1 = \frac{J_1}{n\, C_1} \tag{20}$$

Bei einem Versuche war die Funkenstreckenzahl $z = 10$, die Gleichstromkomponente $J_1 = 0{,}080$ Amp., die Periodenzahl $n = 440\ \mathrm{sec}^{-1}$, die Stoßkreiskapazität

$$C_1 = 13\,500\ \mathrm{cm} = 13\,500 \cdot \frac{10}{9} \cdot 10^{-12}\ \text{Farad} = 0{,}0150 \cdot 10^{-6}\ \text{Farad}.$$

Daraus ergibt sich als Zündspannung bei 10 Funkenstrecken

$$V_1 = 12\,120\ \text{Volt},$$

als Zündspannung bei einer Funkenstrecke

$$\underline{V = 1212\ \text{Volt}.}$$

Der Elektrodenabstand betrug 0,2 mm.

Das Übersetzungsverhältnis des Transformators war $z_{10} = 40$; also war die Klemmspannung bei der Zündung von 10 Funkenstrecken

$$\underline{V_0 = 303\ \text{Volt}.}$$

Digitized by Google

Ein in den Maschinenstrom eingeschalteter Gleichstrommesser zeigt bei keiner Funkenfolge Dauerausschläge; bei Beginn und Ende der Funkenfolge 2π zeigt der Strommesser entgegengesetzte ballistische Ausschläge, die sich durch die Herstellung der konstanten Magnetisierung des Transformatorkernes bei der Funkenfolge 2π erklären.

Schaltet man in den Sekundärkreis an Stelle von G eine Kapazität von beispielsweise 2 Mikrofarad ein, so kann die Funkenfolge 2π, der Ton 500 nicht entstehen. Dadurch wird das Einstellen der Funkenfolge π, also des Tones 1000, außerordentlich erleichtert.

14. Integrationsmethode zur Messung von Maschinenklemmspannung (Kondensatorspannung) und -stromstärke. Die meisten Messungen sind mit der in Fig. 2 dargestellten Anordnung

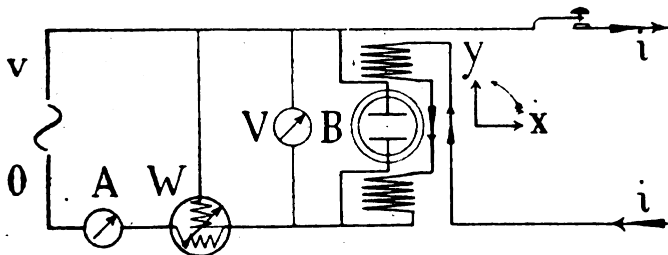


Fig. 2.

ausgeführt. A, W, V sind Strom-, Leistungs-, Spannungsmesser. Zwischen den beiden Netzleitern liegt der Kondensator des Braunschen Rohres B. In den einen Netzleiter sind zwei Spulen aus wenigen Windungen eingeschaltet.

So entstehen die Ablenkungen des Lichtflecks

$$y = \frac{C}{\alpha} v \quad \text{und} \quad x = \frac{1}{\alpha \beta} i$$

Nach Gl. (10) ist $i = C\,dv/dt - J$. Aus den drei Gleichungen folgt[1])

$$\beta\, d t = \frac{d y}{x + \frac{J}{\alpha \beta}} \tag{21}$$

Ist $J = 0$, wie bei der Funkenfolge 3π und π, so ist die Anwendung von (21) sehr einfach. Man addiert die Quotienten dy/x

1) S. F. F. Martens, Verh. d. Deutsch. Physik. Ges. 21, 65—67, 1919

Digitized by Google

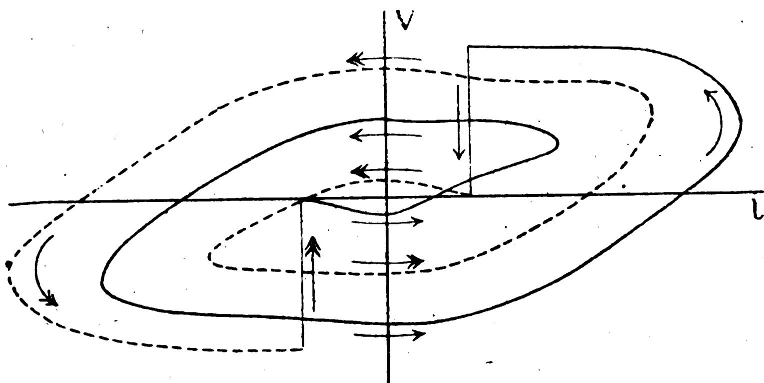


Fig. 3.

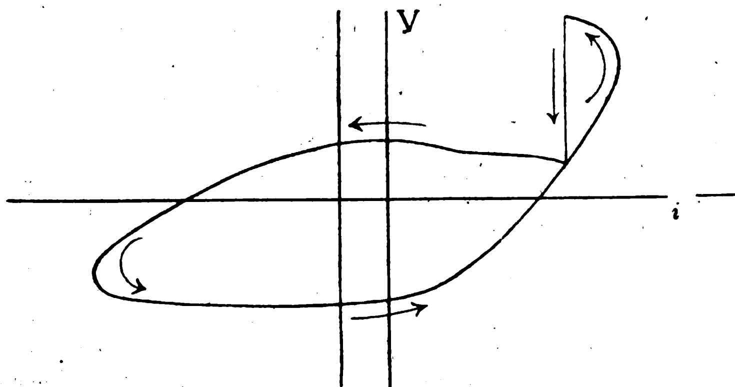


Fig. 4.

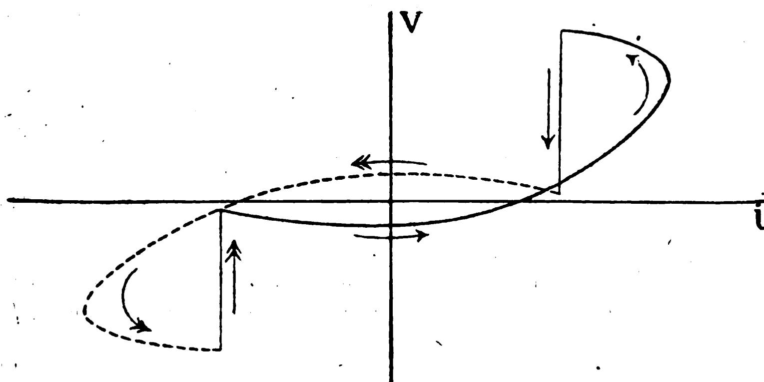


Fig. 5.

Digitized by Google

der beiden gemessenen Werte dy und x, über die in sich geschlossene Lissajoussche Figur und erhält so den Wert von βT. Da T, die Entstehungszeit der Lissajousschen Figur, bekannt ist, erhält man β. Addiert man nun die Quotienten dy/x bis zu einem bestimmten Kurvenpunkt und multipliziert das Resultat mit ω/β, so erhält man den Wert der Phase ωt, in welcher der Kurvenpunkt durchlaufen ist.

Wenn J, wie bei der Funkenfolge 2π, von Null verschieden ist, so verschiebt man das Koordinatensystem so weit nach links (s. Fig. 4), bis man Strom- und Spannungskurven ohne Gleichstromkomponenten erhält.

Die Figg. 3, 4 und 5 stellen Lissajoussche Figuren dar, die für die Funkenfolgen 3π, 2π und π erhalten sind. Bei Fig. 4 ist nur die Kurve gezeichnet, welche während der 1., 3., 5. Ladeperiode durchlaufen wird; die Kurve, die während der 2., 4., 6. Ladeperiode durchlaufen wird, ist bei der Wiedergabe der photographischen Platte weggelassen.

15. Die Integrationsmethode zur Messung der Umlaufsspannung allein ist in Fig. 6 dargestellt. Die ablenkenden Spulen

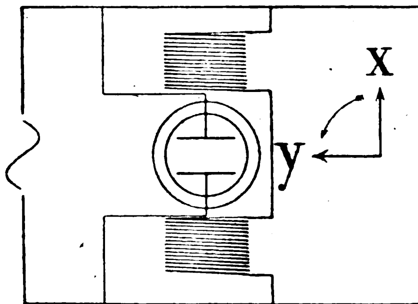


Fig. 6.

(Feldspulen eines $^1/_2$ KW-Motors für 220 Volt) bestehen aus sehr vielen Windungen.

Es ist

$$y = \frac{L}{\alpha} i, \quad x = \frac{1}{\alpha \beta} v \quad \text{und} \quad v = L \frac{di}{dt}$$

Hieraus folgt $\beta \cdot dt = dy/x$. Die weitere Rechnung erfolgt nach Art. 14.

Digitized by Google

Die erhaltenen Figuren wären Kreise oder Ellipsen, wenn die Spannung sinusartig wäre. In Wirklichkeit entstehen Parallelogramme mit abgerundeten Ecken.

16. **Resonanzmethode zur Messung der Umlaufsspannung.** Zur Kontrolle dieser Messungen ist auch die bekannte Resonanzmethode benutzt (s. Fig. 7).

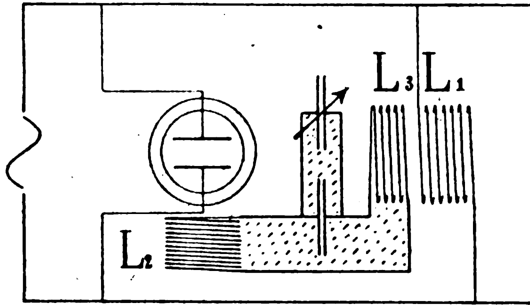


Fig. 7.

Bei sinusartigem Spannungsverlauf würde der Lichtfleck einfach eine schrägliegende gerade Linie durchlaufen. In Wirklichkeit entsteht eine der Hysteresis-Schleife ähnliche Figur.

Da die Phase des Stromes im Resonanzkreise sehr stark von der Periodenzahl abhängt, so ändert sich die Figur merklich, wenn die Drehzahl der Maschine sich nur wenig ändert. Hierin liegt eine Schwierigkeit dieser Methode.

17. **Die periodische Beleuchtung der Wechselstrommaschine** läßt bekanntlich den Rotor stillstehend erscheinen.

Zur Beleuchtung diente ein ausgepumptes Glasrohr, welches etwas Quecksilber enthielt. Beide Enden wurden mit Stanniol umwickelt. Die eine Belegung wurde geerdet, die andere (galvanisch oder durch elektrostatische Koppelung) mit dem Antennenfußpunkt verbunden.

Die Methode ist ein sehr gutes Hilfsmittel, um die Reinheit des Tones (500 oder 1000) zu beurteilen, und zeigt, daß die Entladungen immer ungefähr dann eintreten, wenn die Umlaufsspannung u den Wert Null hat.

Digitized by Google

C. Ergebnisse.

18. Die Spannung der offenen Maschine, untersucht nach Art. 15 und 16, ist in Fig. 8 dargestellt.

Die Abweichung der Spannungskurve von der Sinusform ist besonders stark bei geringer Erregung, wenn die effektive Spannung etwa 120 Volt beträgt. Die Spannung bleibt längere Zeit hindurch

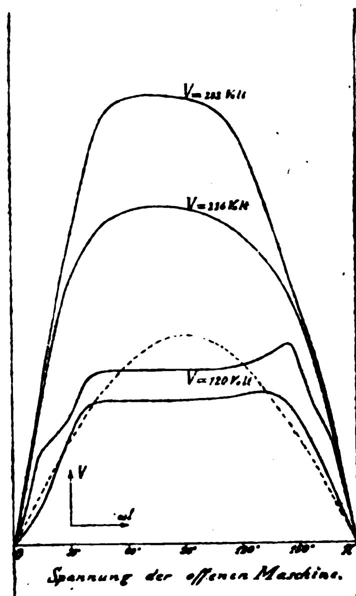


Fig. 8.

fast konstant. Durch Vergleich mit der gestrichelt gezeichneten Sinuslinie erkennt man, daß die dritte Oberwelle besonders stark ausgeprägt ist.

Bei den Versuchen erweist es sich als schwierig, mit einer oder zwei Funkenstrecken einen reinen Ton zu erhalten. Vielleicht beruht dies zum Teil auf dem Spannungsverlauf bei geringer Erregung.

19. Die Klemmspannung der geschlossenen Maschine wurde untersucht, indem die Erregung bis kurz vor den Funkenübergang gesteigert wurde. Die Spannung ist durch Resonanz annähernd sinusartig geworden. Die geringen Oberwellen der Spannung treiben durch die Ersatzkapazität relativ stärkere Ströme als die Grundwelle; daher weicht die Stromkurve von der Sinusform stark ab.

Digitized by Google

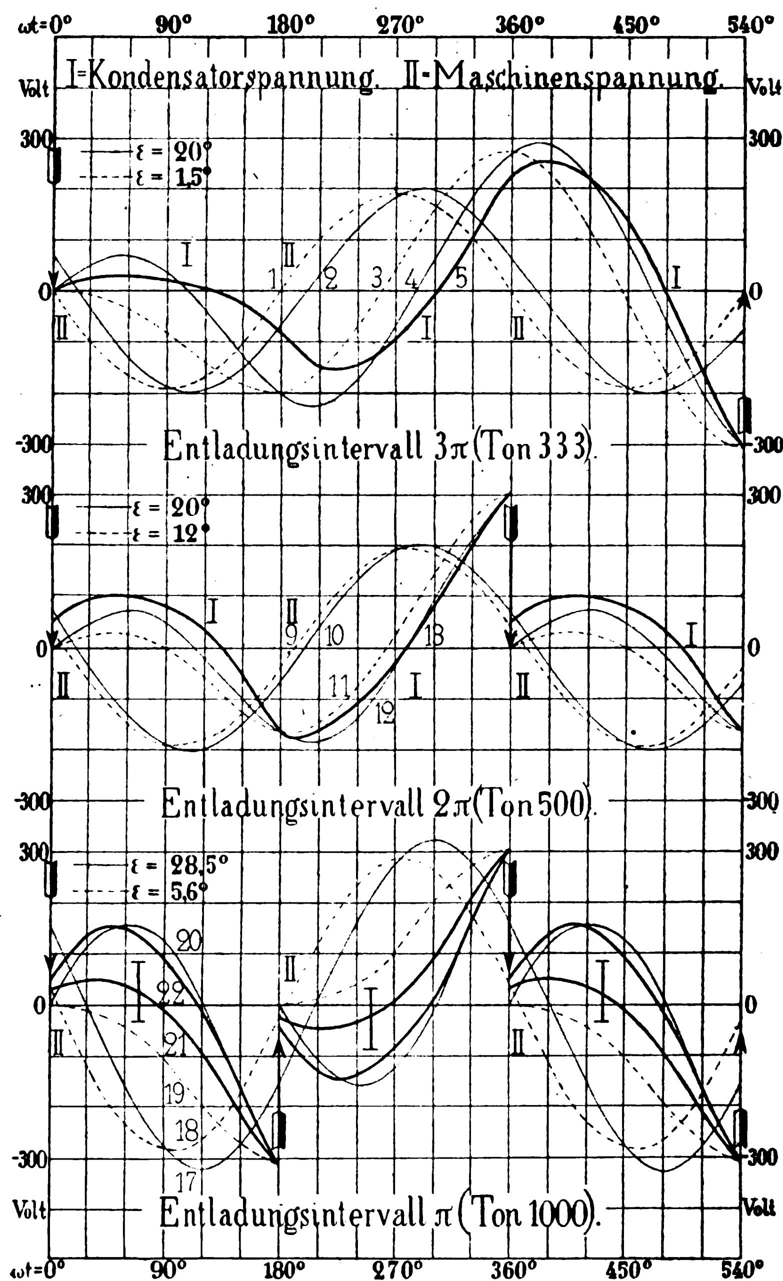

ωt=0° 90° 180° 270° 360° 450° 540°
I=Kondensatorspannung. II=Maschinenspannung.
Volt
300
ε = 20°
ε = 1,5°
0
-300
Entladungsintervall 3π (Ton 333).
ε = 20°
ε = 12°
Entladungsintervall 2π (Ton 500).
ε = 28,5°
ε = 5,6°
Entladungsintervall π (Ton 1000).

Fig. 9.

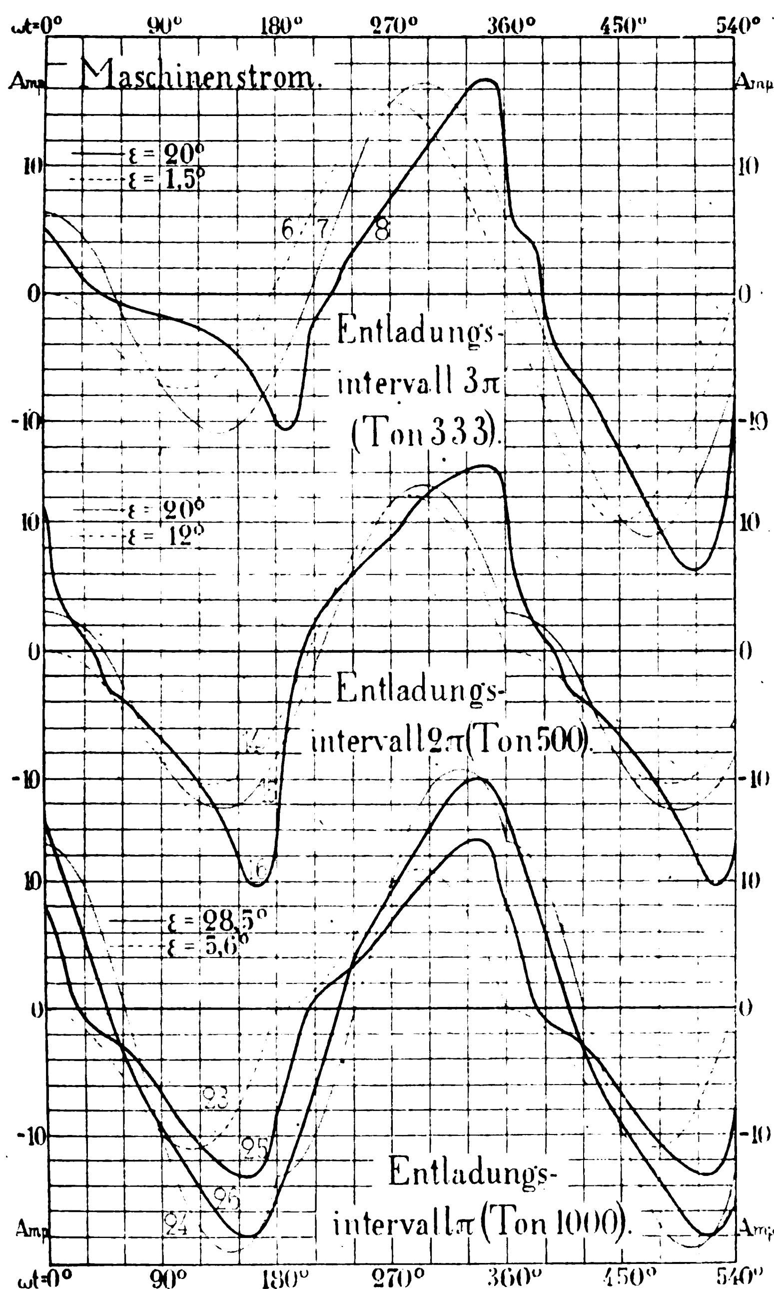


Fig. 10.

Digitized by Google

20. Funkenfolge 3π (Ton 333) bei Resonanz. Wird die Erregung der Maschine etwas weiter gesteigert, so treten Entladungen bei jeder dritten Halbperiode der Umlaufsspannung u auf (Funkenfolge 3π). Der durch eine Entladung bewirkte Spannungsabfall ist in den Figg. 9 und 11 durch lotrechte Pfeile dargestellt.

Die Grenzwerte der Umlaufsspannung u, bei welchen diese Entladungsform möglich ist, liegen zwischen den nach Art. 11 und 12 berechneten Kurven 1 und 2 (Fig. 9 oben).

Die Grenzwerte der Klemm- oder Kondensatorspannung liegen zwischen den Kurven 3 und 4. Die beobachtete Kondensatorspannung ist durch die stark ausgezogene Kurve 5 dargestellt. Der Verlauf ist dem berechneten ähnlich. Die Abweichungen beruhen wohl auf der Vernachlässigung der Wechselstromkomponente i_u des Magnetisierungsstromes, auf dem Nichtzutreffen der Annahme konstanten Widerstandes, ferner auf der Abweichung der Umlaufsspannung u von der Sinusform.

Der Theorie nach muß die Stromstärke zwischen den Kurven 6 und 7 (Fig. 10 oben) liegen. Die beobachtete Stromkurve (Kurve 8) hat einen ähnlichen Verlauf.

21. Funkenfolge 2π (Ton 500) bei Resonanz. Die nach der Theorie möglichen Umlaufsspannungen liegen zwischen den Kurven 9 und 10 (Fig. 9 Mitte). Die möglichen Kondensator- oder Klemmspannungen liegen zwischen den Kurven 11 und 12. Die beobachtete Kondensatorspannung ist durch die stark ausgezogene Kurve 13 dargestellt.

Die berechneten Stromkurven liegen zwischen den Kurven 14 und 15 (Fig. 10 Mitte). Die beobachtete Stromkurve 16 ist stark ausgezogen.

Die berechneten Werte der Umlaufsspannung sind bei den Funkenfolgen 3π und 2π, fast genau gleich. Hiermit steht in Übereinstimmung, daß die Funkenfolge 3π häufig in die Funkenfolge 2π überging.

22. Funkenfolge π (Ton 1000) bei Resonanz. Die möglichen Umlaufsspannungen liegen zwischen den Kurven 17 und 18 (Fig. 9 unten). Die möglichen Kondensatorspannugenn liegen zwischen den Kurven 19 und 20. Beobachtet sind die Kurven 21 und 22.

Die möglichen Stromstärken liegen zwischen den Kurven 23 und 24 (Fig. 10 unten). Beobachtet sind die stark ausgezogenen Kurven 25 und 26: sie liegen fast überall zwischen den berechneten. In der folgenden Tabelle sind die nach Art. 11 und 12 berechneten Grenzwerte von ε für alle 3 Entladungsintervalle zusammengestellt.

Digitized by Google

Funkenfolge	=	3π	2π	π
Obere Grenze von ε	=	20°	20°	28,5°
Untere Grenze von ε	=	1,5°	12°	5,6°

Die effektiven Werte von Kondensatorspannung und Stromstärke stimmen mit den Werten gut überein, die aus den Lissajousschen Figuren ermittelt sind. Weniger gut stimmen die berechneten Umlaufsspannungen u mit den an der offenen Maschine beobachteten Spannungen überein.

23. Toneinstellung. Bei zunehmender Erregung finden im allgemeinen folgende Vorgänge statt:

1. Bei etwa 9 Amp. beispielsweise ist der Ton 500 rein. Steigert man die Erregung etwas, so nimmt die Stromstärke bei reinem Ton 500 bis auf etwa 11 Amp. zu.

2. Steigert man die Erregung weiter, so schnellt die Stromstärke sprungweise auf etwa 18 Amp. empor, der Ton ist ganz unrein.

3. Bei weiterer Steigerung sinkt die Stromstärke plötzlich auf etwa 9 Amp., der Ton ist rein und beträgt jetzt 1000. Bei weiterer Steigerung der Erregung bleibt der Ton rein, während die Stromstärke bis auf etwa 15 Amp. ansteigt.

4. Bei noch weiterer Steigerung der Erregung springt der Strom plötzlich auf etwa 18 Amp.; der Ton ist unrein, es finden jetzt abwechselnd 1 bis 2 Entladungen in jeder Halbperiode statt.

Das Antennenamperemeter zeigt während des ganzen Intervalles 1 (Ton 500) beispielsweise 7,1 Amp., während des ganzen Intervalles 3 (Ton 1000) dagegen 10,0 Amp.

Die nutzlos in der Maschine als Hysteresiswärme und Joulesche Wärme verbrauchte Energie ist natürlich am geringsten zu Beginn der Intervalle 1 und 3.

I. In der Beobachtung der Maschinenstromstärke hat man also ein sehr gutes Mittel, auf regelmäßige Funkenfolge einzustellen.

Andere wichtige Verfahren zur Toneinstellung sind folgende:

II. Abhören mit Tonprüfer.

III. Durch Motor oder besser mit Hand bewegtes Leuchtrohr.

IV. Beleuchtung des Maschinenrotors durch Leuchtrohr.

V. Beobachtung der von Klemmspannung und Maschinenstrom im Braunschen Rohr erzeugten Lissajousschen Figur.

VI. Einstellen der Spannung der offenen Maschine mit Hilfe einer

Digitized by Google

Tabelle, so daß bei einer bestimmten Funkenstreckenzahl die gewünschte Tonhöhe entsteht.

Die beste Methode ist wohl die Verbindung der Methoden I, III und VI. Allerdings hat das Verfahren VI nur Wert, wenn die Periodenzahl der Wechselstrommaschine konstant ist (vgl. Art. 24).

24. **Einfluß der Resonanz des Ersatzkreises.** Die Schwingungsdauer T_k des Ersatzkreises, der aus Maschinenselbstinduktion und Ersatzkapazität gebildet wird, kann kleiner oder größer sein als die Periodendauer T_m der Umlaufsspannung. Das Verhältnis T_k / T_m werde als Resonanzverhältnis bezeichnet. Das Resonanzverhältnis ist kleiner als 1, wenn die Maschine zu langsam läuft und wenn die Maschinenselbstinduktion oder die Stoßkreiskapazität oder das Übersetzungsverhältnis zu klein ist.

In Fig. 11 sind Kondensator- oder Klemmspannung, Maschinen- oder Umlaufsspannung und Stromstärke dargestellt, links für den Fall, daß das Resonanzverhältnis kleiner als 1 ist, in der Mitte für den Fall, daß das Resonanzverhältnis gleich 1 ist, rechts für den Fall, daß das Resonanzverhältnis größer als 1 ist. Die Kurven sind nach den Art. 11 und 12 berechnet und beziehen sich nur auf die Funkenfolge π (Ton 1000).

Am wichtigsten sind die Kurven 27/28, 33/34, 39/40, welche die Umlaufsspannung oder die Spannung der offenen Maschine darstellen.

Es zeigt sich, daß mit zunehmendem Resonanzverhältnis 1. die erforderliche Umlaufsspannung stark zunimmt, 2. die Zündung immer später eintritt, 3. die Intervallbreite der zulässigen Umlaufsspannungen im allgemeinen größer wird. Bei größerem Resonanzverhältnis als 0.80 bewirkt Vergrößerung der Erregung frühere Zündung. Bei kleinerem Resonanzverhältnis als 0,80 bewirkt Vergrößerung der Erregung merkwürdigerweise spätere Zündung (Kurven 27 und 28 in Fig. 11). Beim Resonanzverhältnis 0,80 ist es schwer, auf reinen Ton 1000 einzustellen, weil dann nur eine ganz bestimmte Erregung zulässig ist.

In der folgenden Tabelle sind für die Resonanzverhältnisse der Fig. 11 die Grenzwerte von ε sowie die daraus folgenden Intervallbreiten angegeben.

Resonanzverhältnis =	0,667	1	1,333
Obere Grenze von ε . . . . =	57°	28,5°	10°
Untere Grenze von ε . . . . =	34,3°	5,6°	— 16,3°
Intervallbreite . . . . =	22,7°	22,9°	26,3°

Digitized by Google

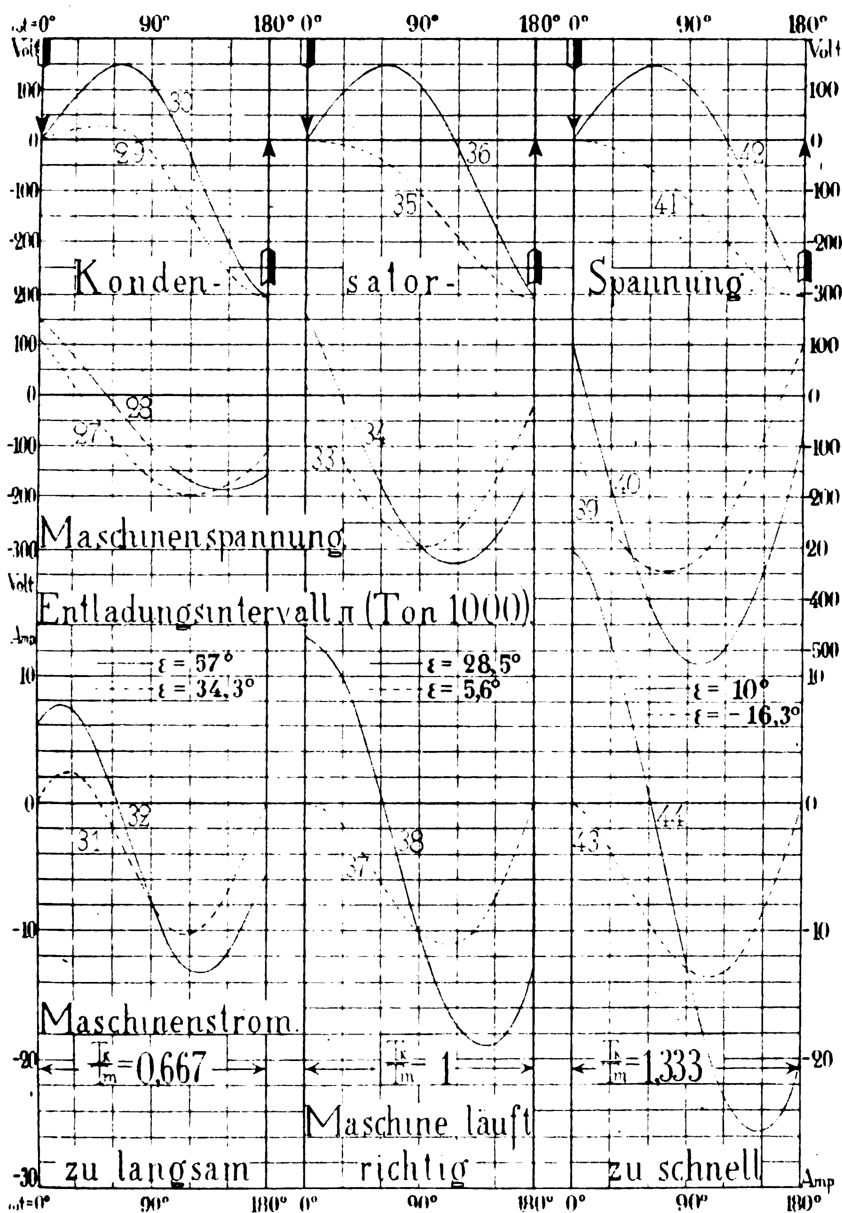


Fig. 11.

Digitized by Google

Bei hohen Werten des Resonanzverhältnisses (größer als beispielsweise 1,33) nimmt die Intervallbreite der zulässigen Umlaufsspannung oder Erregung sehr stark zu (Kurven 39 und 40 in Fig. 11). Es ist wahrscheinlich, daß die Intervallbreiten für den Ton 500 sich ähnlich verhalten, so daß sich die zulässigen Erregungen bei zu hohem Resonanzverhältnis überlappen.

Hiernach ist es wahrscheinlich, daß das günstigste Resonanzverhältnis 1 oder etwas größer als 1 ist; d. h. die Maschine muß etwas schneller laufen, als für die Resonanz des Ersatzkreises erforderlich ist. In der Praxis ist dieser Satz bekannt, nicht aber seine Begründung.

25. Verbesserung an Mittelfrequenzmaschinen. Bei der benutzten Mittelfrequenzmaschine (von der A. E. G.) verlaufen die magnetischen Induktionslinien in zur Welle parallelen Ebenen. Der Stator (vgl. Fig. 12) hat zwei Polkränze I und II, der Rotor zwei Zahnkränze

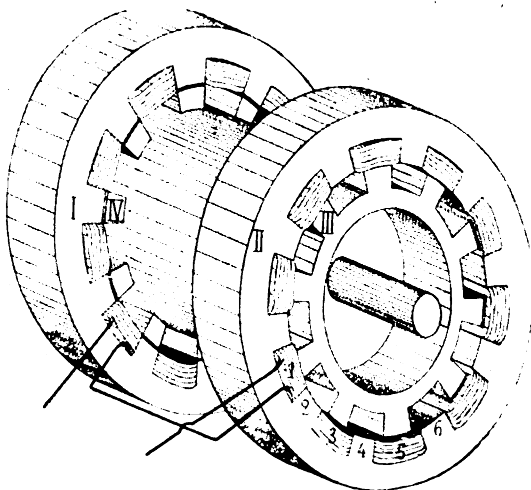


Fig. 12.

III und IV. Die Induktionslinien verlaufen auf dem Wege II, III, IV, I und gelangen von I nach II durch das ringförmige Statorgehäuse; dabei umschlingen sie die Erregerspule, deren Achse mit der Welle der Maschine zusammenfällt.

Die beiden Statorkränze I und II sind durch radiale Schlitze in 20 gleiche Teile geteilt; die Teile 1, 3, 5 usw. werden von der erregten Wicklung umschlungen. Wenn die 10 Zähne des Rotors den bewickelten Teilen 1, 3, 5 usw. der Statorkränze I und II gegenüber-

Digitized by Google

stehen, so ist die Umlaufsspannung gleich Null und beispielsweise steigend. Wenn die Statorzähne den unbewickelten Teilen 2, 4, 6 usw. gegenüberstehen, so ist die Umlaufsspannung gleich Null und fallend. Diese Anordnung hat folgenden Nachteil. Während der steigenden Umlaufsspannung ist die Selbstinduktion der erregten Wicklung größer als während der fallenden. Daher treten die Zündungen bei 180° und 540° (s. Fig. 9 unten) im Verhältnis zur Umlaufsspannung später ein als die Zündung bei 360°. Diese Tatsache konnte durch Beleuchtung des Rotors mit einem Leuchtrohr und durch Beobachtung der Lissajousschen Figur festgestellt werden. Hierin liegt einer der Gründe dafür, daß der Ton bei Tonfunkensendern fast niemals musikalisch rein ist.

Der Übelstand konnte leicht behoben werden. Es wurde der eine Statorkranz um $^1/_{20}$ von 360° gedreht, so daß auf der einen Seite die Rotorzähne vor den bewickelten, auf der andern Seite vor den unbewickelten Teilen der Statorkränze stehen, wie es Fig. 12 zeigt.

Diese Maschinenanordnung ist von dem erwähnten Nachteil frei; die einzelnen Entladungen beim Ton 1000 folgen in gleichen Abständen und der Ton wird ein rein musikalischer. In dieser Anordnung wurde die Maschine bei allen Versuchen benutzt.

D. Schluß.

26. Zusammenstellung der Ergebnisse:

1. Es wird die bekannte Tatsache bestätigt und erklärt, daß die Klemm- oder Kondensatorspannung beim Ton 500 ungefähr die Form einer ganzen und einer viertel Welle, beim Ton 1000 die Form einer halben und einer viertel Welle hat.

2. Es wird festgestellt und erklärt, daß die Stromstärke in roher Annäherung sinusartig verläuft und nach der Entladung denselben Wert wie vor der Entladung hat.

3. Es wird erklärt, warum das Verhältnis von Schwingungsdauer des Lade- oder Ersatzkreises zur Periodendauer der Wechselspannung $\eqsim 1$ sein muß.

4. Es wird gezeigt, wie man das Zustandekommen des Tones 500 ganz verhindern und so die Einstellung auf den Ton 1000 erleichtern kann.

5. Es wird eine Verbesserung der Mittelfrequenzmaschine angegeben, die leicht an jeder gebräuchlichen Maschine eingeführt werden kann.

6. Es wird gezeigt, daß an der Hochspannungswicklung des Trans-

Digitized by Google

formators eine hochfrequente, mit dem Antennenstrom abklingende Überlagerungsspannung auftritt, deren maximaler Wert $K V_1$ ist (K Kopplungsgrad zwischen Antennen- und Stoßkreis, V_1 wirkliche Zündspannung).

7. Die bei gleichgerichteten Entladungen (Ton 500) im Entladungskreise (niemals im Maschinenkreise) auftretende Gleichstromkomponente wird zur Ermittelung der Zündspannung benutzt.

27. Literatur.

Mit den im Mittelfrequenzkreise von Tonfunkensendern oder ähnlichen Anordnungen auftretenden Vorgängen befassen sich u. a. die folgenden, bereits erschienenen Arbeiten:

G. Glage, Jahrb. d. drahtl. Tel. 1 (2), S. 185, 1907. Neuere Methoden zur Ladung von Kondensatorkreisen. I. Die Induktorladung.

A. Jollos, ebenda S. 215. II. Die Hochfrequenzladung.

L. B. Turner, ebenda 9 (2), S. 141, 1914. Der Schwingungskreis niedriger Frequenz in der Funkentelegraphie.

H. Hallborg, ebenda 11 (1), S. 75, 1916. Resonanzerscheinungen im Niederfrequenzkreis der radiotelegraphischen Sendestationen. (Ref. Proc. Inst. Rad. Eng. (New York) 3 (2), S. 107, 1915.)

J. Weinberger, ebenda S. 79. Der Entwurf des Niederfrequenzkreises von Löschfunkensendern. (Ergänzende Abhandlung zu Hallborgs „Resonanzerscheinungen im Niederfrequenzkreis".)

F. Cutting, ebenda S. 194. (Ref. Proc. Inst. Rad. Eng. 4, S. 157, 1916.) Theorie und Konstruktion von Transformatoren für drahtlose Telegraphie.

N. W. McLachlan, ebenda 13 (3), S. 181, 1918. (Ref. The Electrican 78, S. 382, 1916.) Beiträge zur Theorie der Stromtransformatoren mit Eisenkern für Hochfrequenz.

Bouvier und Chireix, ebenda S. 189. (Ref. über 4 Arbeiten, Bouvier, La Lumière Electrique 20 (46), S. 382, 1912; 25 (13), S. 385, 1914; Chireix 30 (33), S. 193, 1915; 35 (46), S. 181, 1916.) Untersuchungen über die Resonanzverhältnisse im Niederfrequenzkreis der drahtlosen Sendeanlage und Ermittlung ihrer Bestimmungsgrößen.

M. Osnos, ebenda 13 (4), S. 270, 1918. Hochfrequenzmaschine der Induktortype. Kritische Beleuchtung und Entwicklung derselben.

Leon Bouthillon, ebenda 13 (4) S. 313, 1918. (Ref. Proc. Inst. Rad. Eng. 5 (3), S. 199, 1917.) Über die Verwendung von Gleichstrommaschinen zur Speisung von Senderkondensatoren und die neuen funkentelegraphischen Einrichtungen der französischen Post- und Telegraphenverwaltung.

Von diesen Arbeiten hängt nur die Abhandlung von Cutting mit der vorliegenden Untersuchung enger zusammen, insofern, als Cutting auf theoretischem und experimentellem Wege (Oszillograph) ähnliche Kurvenformen für Kondensatorspannung und Maschinenstrom erhält wie die von den Verfassern in den Figg. 9 und 10 für den Ton 500 gezeichneten. Indessen fehlt in der erwähnten Arbeit die Berücksichtigung der in dem genannten Falle auftretenden Gleichstromkomponente.

Digitized by Google

Über die Theorie der Stoßionisation.[1])

Von P. O. Pedersen.

1. Die Theorie der Stoßionisation von Townsend geht bekanntlich in ihrer einfachsten Form[2]) darauf hinaus, daß durch den Zusammenstoß zwischen einem Ion und einem neutralen Molekül eine Ionisierung des letzteren stattfindet, wenn die Geschwindigkeit v des Ions vor dem Zusammenstoß der Bedingung

$$v \geqq v_0 \tag{1}$$

genügt, indem

$$\frac{1}{2} m v_0^2 = e V_0 \tag{2}$$

wo m die Masse des Ions und e seine Ladung ist, und wo V_0 eine gewisse konstante Spannung bedeutet, die nur von der Natur des Moleküls und des Ions abhängig ist. V_0 nennt man die Ionisierungsspannung.

Der Einfachheit halber betrachten wir im folgenden nur den Fall, daß die wirksamen Ionen freie Elektronen sind mit der Ladung $-e$ und der Masse m. In der einfachen Theorie von Townsend wird diese Aufgabe mit folgenden Voraussetzungen behandelt: 1. Die vom elektrischen Felde hervorgebrachten Geschwindigkeiten der Elektronen sind so groß, daß man ohne größeren Fehler von den thermischen Geschwindigkeiten der Elektronen und Moleküle absehen kann. 2. Der Zusammenstoß zwischen Elektronen und Molekülen ist unelastisch, so daß das Elektron nach dem Zusammenstoß wieder frei ist, aber die Geschwindigkeit Null hat. 3. Die durch Ionisierung freigemachten Elektronen haben ebenfalls die Geschwindigkeit Null.

Wenn die elektrische Kraft $-X$ pro Zentimeter ist, und ein Elektron zwischen zwei Zusammenstößen den Weg l cm durchlaufen hat, so entspricht das dem Spannungsabfall $V = X l$ Volt. Für $V \geqq V_0$ hat nach den Voraussetzungen der neue Zusammenstoß eine Ionisierung zur Folge, für $V < V_0$ dagegen nicht. Wenn die mittlere freie Weglänge des Elektrons L ist, so ist die Wahrscheinlichkeit s, daß ein neuer Stoß Ionisierung gibt, bestimmt durch

$$s = \varepsilon^{-\frac{l_0}{L}} \tag{3}$$

wo

1) Det Kgl. Danske Videnskabernes Selskab. Mathematisk-fysiske Meddelelser 1. 7. 1918 (Kopenhagen).

2) J. S. Townsend, Electricity in Gases, Oxford 1915.

Digitized by Google

$$l_0 = \frac{V_0}{X} \tag{4}$$

Die Anzahl α von ionisierenden Zusammenstößen pro Zentimeter der Bahn des Elektrons ist deshalb

$$\alpha = \frac{1}{L} \cdot \varepsilon^{-\frac{l_0}{L}} \tag{5}$$

Mit Benutzung der Ionisierungszahl α berechnet Townsend den Ionisationsstrom zwischen zwei ebenen, parallelen Elektroden A und B (Fig. 1) auf folgende Weise: Der Abstand zwischen A und B ist a cm;

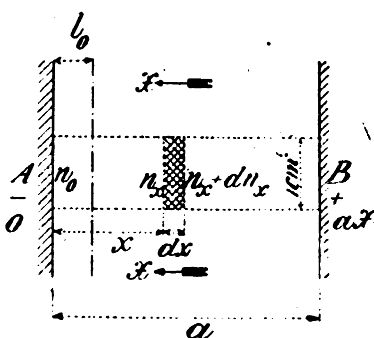


Fig. 1.

die negative Elektrode A hat das Potential Null, während B das Potential $+ X \cdot a$ Volt hat; bei A werden in der Sekunde n_0 Elektronen pro cm² freigemacht. Die Anzahl von Elektronen, die in der Sekunde einen Quadratzentimeter im Abstande x von A passiert, wird n_x genannt; man hat dann

$$d n_x = n_x \cdot \alpha \, d x \tag{6}$$

woraus

$$n_x = n_0 \cdot \varepsilon^{\alpha X} \tag{7}$$

oder

$$\frac{n_a}{n_0} = \varepsilon^{\alpha a} \tag{8}$$

Die experimentelle Bestimmung von α und V_0 geschieht in folgender Weise: n_0 und n_a werden durch Strommessung bestimmt; aus Gleichung (8) erhält man dann den Wert von α. Darauf gibt Gleichung (5) den entsprechenden Wert von l_0, indem man für L die in der kinetischen Gastheorie für die betreffende Gasart gefundene mittlere freie

Digitized by Google

Weglänge, multipliziert mit $4\sqrt{2}$ [1]), einsetzt. Die Gleichung (4) gibt dann den zu l_0 entsprechenden Wert von V_0.

2. Die oben angegebene Berechnung ist jedoch nicht ganz exakt. So hat z. B. Partzsch[2]) darauf aufmerksam gemacht, daß die von A freigemachten Elektronen infolge der Voraussetzungen keine Stoßionisierung ergeben können, bevor sie den Weg $l_0 = \frac{V_0}{X}$ durchlaufen haben. Partzsch setzt deshalb statt der vollen Entfernung der Elektroden die etwas kleinere Länge $a - l_0$. Diese Korrektion genügt indessen nicht. Dasselbe gilt nämlich, worauf Norman Campbell schon im Jahre vorher[3]) hingewiesen hat, für ein beliebiges bei einem Stoß beteiligtes oder durch Stoßionisierung freigemachtes Elektron; auch dieses muß mindestens den Weg l_0 durchlaufen, bevor es die Möglichkeit erhält ionisierend zu wirken. Die Gleichung (5) gilt also nicht für die ganze Bahn des Elektrons, und man kann nicht ohne weiteres Gleichung (6) aus Gleichung (5) ableiten, sondern man muß die Verhältnisse etwas genauer untersuchen.

3. Norman Campbell gibt keine exakte Behandlung der Aufgabe, sondern begnügt sich mit der Aufstellung einer Annäherungsformel, entwickelt unter der Voraussetzung, daß sowohl n_x wie $\frac{d n_x}{d x}$ stetige Funktionen von x sind. Norman Campbell macht selbst darauf aufmerksam, daß diese Voraussetzung nicht haltbar ist. Da die Fragen, die mit der Theorie der Stoßionisation in Verbindung stehen, auf mehrere Weisen Bedeutung haben, mag die folgende Behandlung der Aufgabe vielleicht von einigem Interesse sein.

Die von der Elektrode A ausgehenden Elektronen zerfallen in zwei Gruppen 1 und 2. Zu der ersten wollen wir die Elektronen rechnen, deren erste freie Weglänge größer als l_0 ist, und die also beim ersten Zusammenstoß ionisierend wirken werden. Die zweite Gruppe umfaßt die Elektronen, deren erste freie Weglänge kleiner als l_0 ist; die ersten Zusammenstöße derselben, die zwischen $x = 0$ und $x = l_0$ fallen, werden keine Ionisierung zur Folge haben.

---

1) Der Faktor 4 rührt davon her, daß der Durchmesser der Elektronen verschwindend ist im Vergleich mit dem der Moleküle, der Faktor $\sqrt{2}$ davon, daß die Geschwindigkeit der Elektronen viel größer als die der Moleküle ist.

2) Partzsch, Ann. d. Phys. (4) **40**, S. 157, 1913.

3) Norman Campbell, Phil. Mag. (6) **23**, S. 400, 1912.

Digitized by Google

Die Anzahl der Ionisierungen, die im Raumelement zwischen den Ebenen x und $x + dx$ stattfinden, und von der ersten Gruppe von Elektronen herrühren, wollen wir mit $N_0(x) \cdot dx$ bezeichnen, wo der Index 0 angibt, daß die Elektronen direkt von A kommen, ohne zwischenliegende Zusammenstöße.

Wir haben dann

$$\left.\begin{array}{l} (\text{für } x < l_0)\; N_0(x) = 0 \\ (\text{für } x \geqq l_0)\; N_0(x) = \frac{n_0}{L} \cdot \varepsilon^{-\frac{x}{L}} \end{array}\right\} \text{(Siehe Fig. 2, I)} \qquad (9)$$

Wir wollen nun dazu übergehen die ersten Ionisierungen zu bestimmen, die von der Gruppe 2 herrühren. Im Raumelement $(y, y + dy)$,

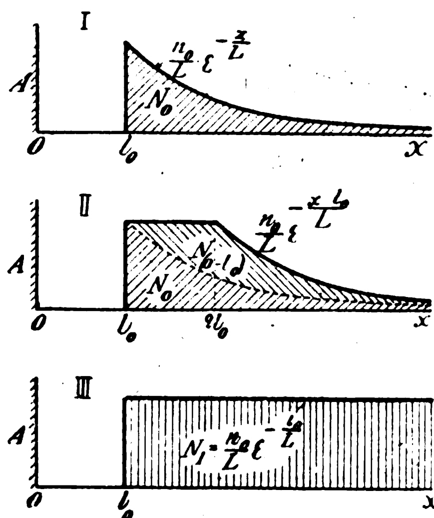


Fig. 2.

wo y ebenso wie x den Abstand von A bezeichnet, und wo $0 < y < l_0$ ist, finden $\frac{n_0}{L} \cdot dy$ Zusammenstöße in der Sekunde zwischen Elektronen und Molekülen statt, aber keiner von diesen Zusammenstößen wirkt ionisierend. Die nächsten Zusammenstöße, in welchen diese $\frac{n_0}{L} \cdot dy$ Elektronen teilnehmen, werden im Raumelement $(x, x + dx) N_y(x) \cdot dx dy$ Ionisierungen ergeben, wo

Digitized by Google

$$\left.\begin{array}{l}(\text{für } x < y + l_0)\; N_y(y) = 0 \\ (\text{für } x \geqq y + l_0)\; N_y(x) = \dfrac{n_0}{L^2} \cdot \varepsilon^{-\frac{x-y}{L}}\end{array}\right\} \qquad (10)$$

Die gesamte Anzahl von Ionisierungen $N_{(0-l_0)}(x) \cdot dx$ im Raumelement $(x, x + dx)$, die von Elektronen herrühren, deren unmittelbar vorhergehende Zusammenstöße zwischen $x = 0$ und $x = l_0$ fielen, ist bestimmt durch

$$\left.\begin{array}{l}(\text{für } x < l_0)\; N_{(0-l_0)}(x) = 0 \\ (\text{für } l_0 \leqq x \leqq 2\,l_0)\; N_{(0-l_0)}(x) = \displaystyle\int_{y=0}^{y=x-l_0} N_y(x) \cdot dy = \frac{n_0}{L}\left(\varepsilon^{-\frac{l_0}{L}} - \varepsilon^{-\frac{x}{L}}\right) \\ (\text{für } x > 2\,l_0)\; N_{(0-l_0)}(x) = \displaystyle\int_{y=0}^{y=l_0} N_y(x) \cdot dy = \frac{n_0}{L}\left(\varepsilon^{-\frac{x-l_0}{L}} - \varepsilon^{-\frac{x}{L}}\right)\end{array}\right\} \qquad (11)$$

Die gesamte Anzahl von Ionisierungen $N(x) \cdot dx$ im Raumelement $(x, x + dx)$, die von Elektronen herrühren, die entweder direkt von A kommen, oder deren unmittelbar vorhergehende Zusammenstöße innerhalb der Entfernung l_0 von A stattfanden, ist also bestimmt durch

$$\left.\begin{array}{l}(\text{für } x < l_0)\; N(x) = 0 \\ (\text{für } l_0 \leqq x \leqq 2\,l_0)\; N(x) = \dfrac{n_0}{L} \cdot \varepsilon^{-\frac{l_0}{L}} \\ (\text{für } x > 2\,l_0)\; N(x) = \dfrac{n_0}{L} \cdot \varepsilon^{-\frac{x-l_0}{L}}\end{array}\right\} \text{(Siehe Fig. 2, II)} \qquad (12)$$

Man sieht leicht, daß die Anzahl $N_1(x) \cdot dx$ von sämtlichen Ionisierungen, die im Raumelement $(x, x + dx)$ stattfinden, und die von Zusammenstößen mit den ursprünglich von A ausgehenden Elektronen herrühren, durch

$$\left.\begin{array}{l}(\text{für } x < l_0)\; N_1(x) = 0 \\ (\text{für } x \geqq l_0)\; N_1(x) = \dfrac{n_0}{L} \cdot \varepsilon^{-\frac{l_0}{L}}\end{array}\right\} \text{(Fig. 2, III)} \qquad (13)$$

bestimmt ist.

Die gesamte Anzahl von freigemachten Elektronen von dieser Klasse, die wir Klasse 1 nennen, weil sie von Zusammenstößen zwischen Molekülen und den ursprünglich von A ausgehenden Elektronen herrühren, ist also

Digitized by Google

$$n_1 = (a - l_0) \cdot \frac{n_0}{L} \cdot \varepsilon^{-\frac{l_0}{L}} \tag{14}$$

Man kann auch unmittelbar die Richtigkeit dieses Ergebnisses einsehen; die oben erfolgte Bestimmungsweise hat jedoch den Vorteil, daß sie einige Aufklärungen über die „Geometrie" der Stoßionisation gibt.

Diese n_1 Elektronen rufen direkt durch Zusammenstoß mit Molekülen $N_2(x) \cdot dx$ Ionisierungen im Raumelement $(x, x + dx)$ hervor, wo

$$\left.\begin{aligned} &(\text{für } x < 2l_0)\; N_2(x) = 0 \\ &(\text{für } x \geqq 2l_0)\; N_2(x) = n_0(x - 2l_0)\left(\frac{\varepsilon^{-\frac{l_0}{L}}}{L}\right)^2 \end{aligned}\right\} \tag{15}$$

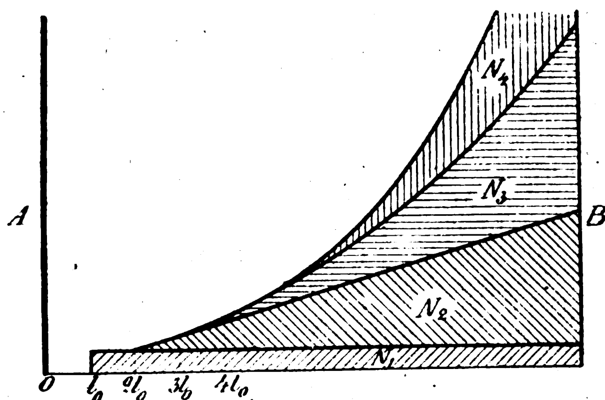


Fig. 3.

Die gesamte Anzahl von freigemachten Elektronen von dieser Klasse, die wir als Klasse 2 bezeichnen wollen, ist folglich

$$n_2 = n_0 \cdot \frac{(a - 2l_0)^2}{1 \cdot 2} \cdot \left(\frac{\varepsilon^{-\frac{l_0}{L}}}{L}\right)^2 \tag{16}$$

Entsprechend ist für Klasse ν:

$$\left.\begin{aligned} &(\text{für } x < \nu l_0)\; N_\nu(x) = 0 \\ &(\text{für } x \geqq \nu l_0)\; N_\nu(x) = n_0 \cdot \frac{(x - \nu l_0)^{\nu - 1}}{(\nu - 1)!} \cdot \left(\frac{\varepsilon^{-\frac{l_0}{L}}}{L}\right)^\nu \end{aligned}\right\} \tag{17}$$

und die gesamte Anzahl

$$n_\nu = n_0 \cdot \frac{(a - \nu l_0)^\nu}{\nu!} \cdot \left(\frac{\varepsilon^{-\frac{l_0}{L}}}{L}\right)^\nu \tag{18}$$

Digitized by Google

Fig. 3 zeigt ein Beispiel der Verteilung der vier ersten Ionisierungsklassen.

Der „Schwerpunkt" der νten Klasse — worunter wir den Schwerpunkt der Fläche verstehen, die in Übereinstimmung mit Fig. 3 $N_\nu(x)$ darstellt — liegt im Abstand r_ν von A, bestimmt durch

$$r_\nu = \frac{\nu}{\nu+1}\cdot(a+l_0) \tag{19}$$

Fig. 4 zeigt für einen bestimmten Fall die Lage des Schwerpunktes für die zehn ersten Klassen und die relative Größe derselben.

Fig. 4.

4. Aus dem Vorhergehenden folgt, daß die gesamte Anzahl von Elektronen n_a, welche die B-Elektrode erreicht,

$$\left.\begin{aligned} n_a &= \sum_{\nu=0}^{\nu=\nu'} n_\nu = n_0\cdot\sum_{\nu=0}^{\nu=\nu'}\frac{(a-\nu\, l_0)^\nu}{\nu\,!}\cdot\left(\frac{\varepsilon^{-\frac{l_0}{L}}}{L}\right)^\nu \\ &= n_0\cdot\sum_{\nu=0}^{\nu=\nu'}\frac{(h-\nu)^\nu}{\nu\,!}\cdot y^\nu = n_0\cdot\sum_{\nu=0}^{\nu=\nu'}\frac{\left(1-\frac{\nu}{h}\right)^\nu}{\nu\,!}\cdot(\alpha\, a)^\nu \end{aligned}\right\} \tag{20}$$

ist, wo $h = \frac{a}{l_0}$ und $y = \frac{l_0}{L}\cdot\varepsilon^{-\frac{l_0}{L}}$, während ν' die größte ganze Zahl ist, die kleiner als oder gleich h ist.

Digitized by Google

In Fig. 5a und 5b stellen die Kurven I und II $\lg n \frac{n_a}{n_0}$ als eine Funktion von h für $y = 0{,}1$ bzw. 0,2 dar. Es zeigt sich, daß I und II sehr nahe gerade Linien sind, welche die Abszissenachse im Punkte $h = 1$ schneiden. Dasselbe gilt auch für andere Werte von y; wir können deshalb mit genügender Annäherung

$$\lg n \frac{n_a}{n_0} = \gamma y (h - 1) \tag{21}$$

setzen, oder

$$\frac{n_a}{n_0} = \varepsilon^{\gamma y (h - 1)} \tag{22}$$

wo γ ein Koeffizient ist, der nur von y abhängt.

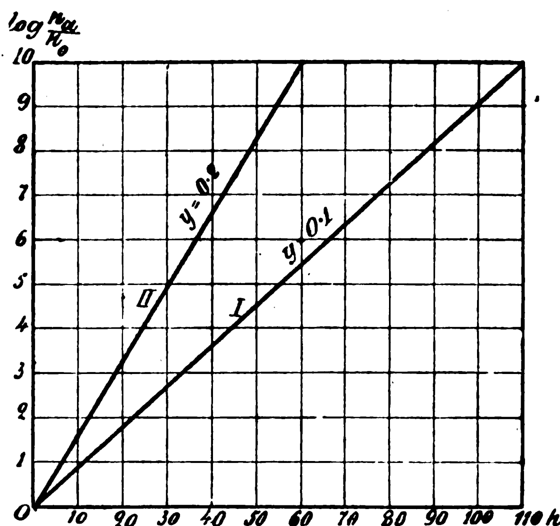


Fig. 5a.

Anstatt der Beziehung von Townsend

$$\frac{n_a}{n_0} = \varepsilon^{\alpha a} \tag{8}$$

erhält man also die Gleichung

$$\frac{n_a}{n_0} = \varepsilon^{\gamma a (a - l_0)} \tag{23}$$

In der nachstehenden Tabelle sind die auf Grundlage von Gleichung (20) und Gleichung (21) berechneten Annäherungswerte von γ

Digitized by Google

aufgeführt, für Werte von y zwischen 0 und $0,368 = \varepsilon^{-1}$, welcher letztere Wert der höchste ist, den y annehmen kann.

y	γ	y	γ	y	γ	y	γ
0.00	1.000	0.10	0.916	0.20	0.849	0.30	0.795
0.01	0.983	0.11	0.909	0.21	0.843	0.31	0.790
0.02	0.977	0.12	0.901	0.22	0.837	0.32	0.785
0.03	0.970	0.13	0.894	0.23	0.832	0.33	0.781
0.04	0.962	0.14	0.887	0.24	0.826	0.34	0.776
0.05	0.956	0.15	0.881	0.25	0.820	0.35	0.771
0.06	0.947	0.16	0.874	0.26	0.815	0.36	0.766
0.07	0.937	0.17	0.868	0.27	0.810	0.368	0.763
0.08	0.930	0.18	0.861	0.28	0.805		
0.09	0.923	0.19	0.855	0.29	0.800		

5. Die Bestimmung von l_0, V_0, γ und α geschieht auf Grundlage von Messungen von zusammengehörenden Werten von $\frac{n_a}{n_0}$ und a

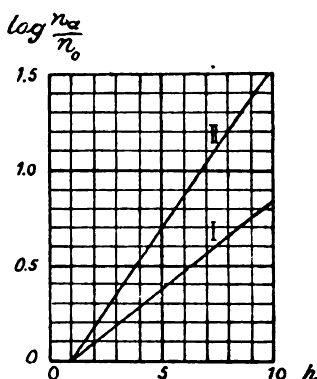


Fig. 5b.

und unter Benutzung von Gleichung (21) und der obigen Tabelle. Als Beispiel wollen wir die folgende Meßreihe von Townsend[1]) behandeln:

Atmosphärische Luft, Druck 1 mm Hg; $L = 3,2 \cdot 10^{-2}$ cm; $X = 350$ Volt/cm.

$a =$	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	1,1 cm
$\frac{n_a}{n_0} =$	0,1	2,86	8,3	24,2	81,0	373	2250
$\lg n \frac{n_a}{u_0} =$	0	1,05	2,12	3,19	4,39	5,92	7,72

1) l. c. S. 277; Phil. Mag. (6) 6, S. 598, 1903.

Digitized by Google

Die Werte von $\lg n \frac{n_a}{n_6}$ werden in Abhängigkeit von a aufgetragen (Fig. 6). Man setzt nach einer vorläufigen Schätzung $l_0 = 0{,}05$ cm und zieht durch den durch $c = l_0$ bestimmten Punkt c der Abszissenachse eine Gerade $c\,b$, die für kleine Werte von a sich möglichst genau den gefundenen Werten von $\lg n \frac{n_a}{n_0}$ anschließt. (Für größere Werte von a fällt $\lg n \frac{n_a}{n_0}$ über der Linie $c\,b$ wegen der von den positiven Ionen bewirkten Ionisation, die hier nicht berücksichtigt ist.) Aus Fig. 6 ergibt sich $\gamma\,\alpha = 5{,}8$. Dem Wert $l_0 = 0{,}05$ cm entspricht

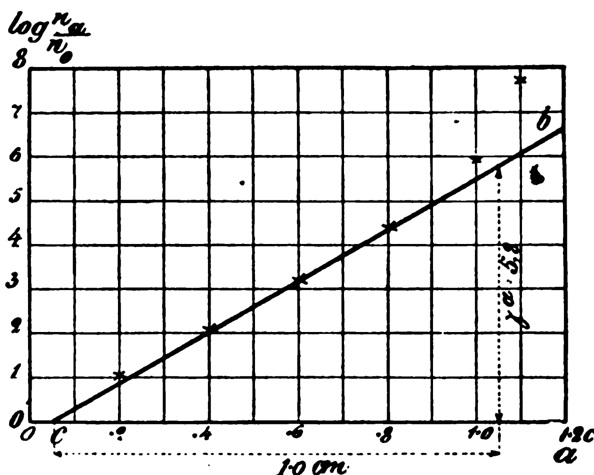


Fig. 6.

$y = \frac{l_0}{L} \cdot \varepsilon^{-\frac{l_0}{L}} = 0{,}328$, dem, infolge der obigen Tabelle, wiederum $\gamma = 0{,}78$ entspricht. Folglich ist $\alpha = \frac{5{,}8}{0{,}78} = 7{,}44$. Hieraus findet man durch Benutzung der Gleichung (5) $l_0 = 0{,}046$ cm, und da dieser Wert dem vorher geschätzten, nämlich 0,05 cm, genügend nahe liegt, ist kein Grund vorhanden, eine neue Bestimmung vorzunehmen. Für die Ionisierungsspannung ergibt sich nun $V_0 = 0{,}046 \cdot 350 = 16{,}1$ Volt.

6. Die Townsendsche Theorie gibt in der einfachen, approximativen Form eine befriedigende und außerordentlich schöne Erklärung von vielen Fragen, betreffend die Ionisation der Gase. Das gilt z. B.

Digitized by Google

der Abhängigkeit des Ionisationsstromes vom Plattenabstand, der Abhängigkeit der Funkenspannung vom Druck, dem Gesetz von Paschen[1]), und dem Versuch von Stoletow[2]). In dieser Hinsicht verursacht die hier eingeführte Korrektion keine Änderung. Dagegen sind die auf Grundlage der einfachen Theorie von Townsend berechneten Werte der Ionisierungsspannung höher als die auf anderem und direkterem Wege von Franck und Hertz[3]) und anderen gefundenen. Hier wirkt die eingeführte Korrektion in der richtigen Richtung, sie reicht aber nicht aus, um Übereinstimmung zustande zu bringen. Beispielsweise findet Townsend für atmosphärische Luft V_0 = rd. 20 Volt (häufig noch höhere Werte), während Franck und Hertz rd. 10 Volt finden; die korrigierte Townsendsche Theorie gibt endlich rd. 16 Volt.

(Nach dem Dänischen von A. Poulsen.)

1) Paschen, Wied. Ann. 37, S. 79, 1889.
2) Stoletow, Journ. d. phys. (2) 9, S. 418, 1890.
3) J. Franck und C. Hertz, Phys. Zeitschr. 17, S. 409, 430, 1916. Diese Arbeit gibt eine Übersicht über neuere hierher gehörende Arbeiten.

Neue Versuche über funkentelegraphische Richtsender.

Von **Franz Kiebitz.**

Richtungsunterschiede in der Ausbreitung der Wellen der drahtlosen Telegraphie kann man erzeugen, wenn man nicht mit einer einzelnen Antenne sendet, sondern mit einem Zwillingspaar von zwei symmetrischen Antennen. Ein solches Paar liefert ein breites Maximum in der Richtung, in der die Antennen hintereinander erscheinen und einen scharf ausgeprägten Nullbereich in der Richtung, in der die Zwillinge nebeneinander gesehen werden. Eine Kurve gleicher Empfangsenergie besteht aus zwei gleich großen Kreisen, die sich in der Station berühren.

Die erste Anwendung, die man von einem solchen Richtsender machen könnte, um ein fernes Fahrzeug zu orientieren oder zu lenken, würde darin bestehen, daß man seinen Kurs durch das Maximum der Strahlung festlegt, also nach größter Lautstärke steuert. Die Breite des Maximums schließt indessen bei diesem Verfahren eine einigermaßen genaue Orientierung aus. Etwas schärfer könnte man den Kurs durch den Nullbereich festlegen; aber auch dieses Verfahren bietet nur die Möglichkeit einer groben Orientierung, wenigstens auf größere Entfernungen.

Digitized by Google

Dagegen ergibt sich eine Reihe von neuen Anwendungen, wenn man zwei Antennenzwillinge verwendet, die einen spitzen Winkel miteinander bilden.

Das eine Antennenpaar (*A A* in Fig. 1) wird gegen die zum Kurs senkrechte Richtung um einen Winkel *w* im einen Sinne verdreht, das andere (*N N*) um denselben Winkel im entgegengesetzten Sinne

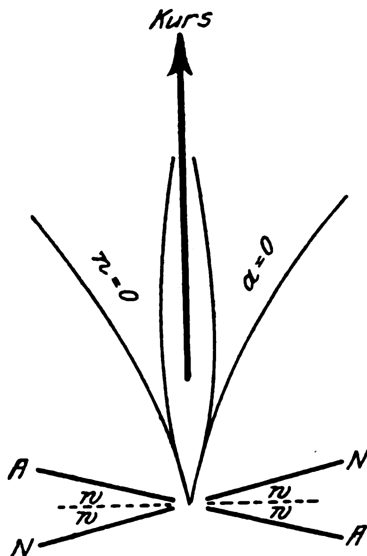


Fig. 1.

verstellt. Dann ergibt sich ein Minimum für das erste Paar rechts neben dem Kreis ($a = 0$), ein Minimum für das zweite Paar ($n = 0$) links neben dem Kreis.

Man läßt nun fortdauernd die Zwillinge *A A* etwa das Morsezeichen *a* senden, und die Zwillinge *N N* das Zeichen *n* mit gleicher Energie. Hält dann ein Fahrzeug oder Flugzeug den Kurs, so hört es beide Zeichen gleich laut; kommt es nach rechts ab, so verschwindet das *a* und *n* wird lauter, und umgekehrt auf der anderen Seite. Das Fahrzeug kann also ohne Kompaß und ohne Sicht, allein durch Abhören dieses Kursweisers seinen Kurs steuern.

Dieses Verfahren hat Herr O. Scheller im Jahre 1907 in seiner Patentschrift 201496 beschrieben. Indessen war es bisher kaum erprobt worden. Im folgenden sind Versuche beschrieben, die ich seit Herbst 1917 ausgeführt habe, und die Brauchbarkeit des Verfahrens

Digitized by Google

für den Fall zeigen, daß die Zeichen mit dem Fernhörer aufgenommen werden.

Von den vier Antennen kann man die eine sparen, wenn man z. B. links nur eine den beiden Zwillingen gemeinsame Antenne AN verwendet, die senkrecht zum Kurs liegt (Fig. 2). Die beiden rechten

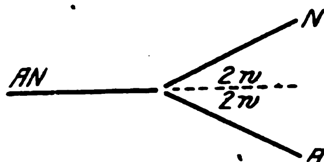


Fig. 2.

Antennen A und N müssen dann um den doppelten Winkel verstellt werden, wenn die gleichen Ausbreitungsvorgänge hervorgerufen werden sollen. So entstehen Antennendrillinge, die ich in der Regel benutzt habe.

Grundsätzlich kann man dieselben Ausbreitungsvorgänge natürlich auch mit schleifenförmigen symmetrischen Antennen hervorrufen, doch wurden die Versuche in dieser Richtung nicht ausgedehnt, weil der Antennendrilling besonders einfache und betriebssichere Anordnungen gestattete.

Bei den Vorversuchen wurde der Sender in einer Festung aufgestellt, und auf einem vorüberfließenden Fluß fuhr ein Boot, das mit einem Empfänger ausgerüstet war, und feststellen konnte, welche Zeichen des Senders an verschiedenen Stellen gehört wurden, und mit welcher Stärke sie auftreten, wenn das Boot rechts oder links von dem gewünschten Kurs fuhr, oder wenn es ihn kreuzte.

Eine genügend große Wasserfläche war nicht vorhanden, um einen vorgeschriebenen Kurs innezuhalten; doch konnte im Gelände ein Kurs funkentelegraphisch markiert werden. Das Boot befand sich je nach den Windungen des Flusses bald neben diesem markierten Kurs, bald in demselben, so daß die Grundlage des Verfahrens erprobt werden konnte (Fig. 3).

Der Sender war in einem mit Eisenblech gedeckten Schuppen untergebracht. Auf dem Stationsplatz standen große Schuppen, die zum Teil mit Eisenblech gedeckt waren. Der Platz lag inmitten eines Netzes von Starkstrom- und Fernsprechleitungen; Häuser und hohe Baumreihen befanden sich in unmittelbarer Nähe, ebenso die großen Umwallungen der Festung, und 300 m südlich der Station befand sich ein Flußarm.

Digitized by Google

Der Sender arbeitete also unter elektrisch außerordentlich ungünstigen Verhältnissen, so daß von vornherein mit starken Verzerrungen in der Wellenausbreitung gerechnet werden mußte. Doch hatte man auf diese Weise eine Gewähr, daß keine größeren Abweichungen zu befürchten sein werden, wenn später an anderen Stellen gearbeitet wird.

Auf dem Stationsplatz wurde die zu markierende Linie abgesteckt. Zum Senden diente eine kleine tönende Station.

Neben dem Sendeschuppen stand eine 10 m hohe Telegraphenstange; von dieser führten vier 70 m lange, 2 mm starke Bronzedrähte an

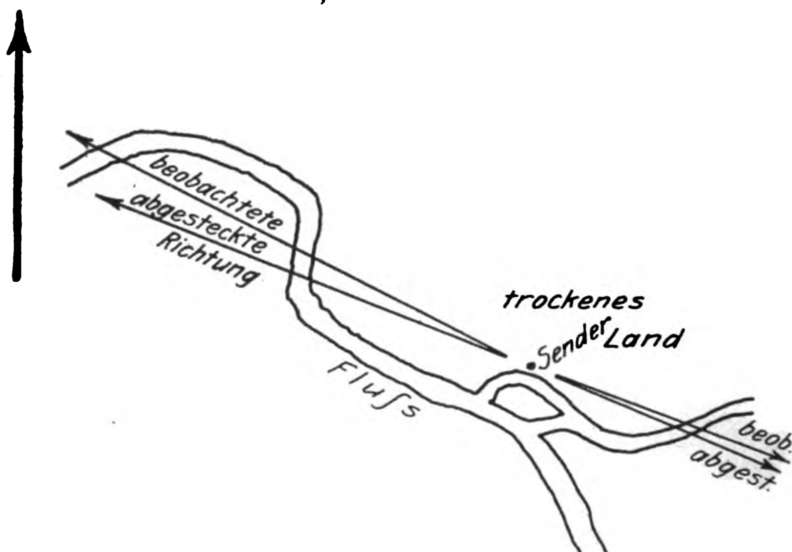


Fig. 3.

vier 8 m hohe Außenstangen. Diese vier Antennen *AA* und *NN* bildeten mit der abgesteckten Richtung Winkel von 80 und 100 Grad. Das Antennenpaar *AA* war also um 20 Grad gegen *NN* geneigt. Für das Paar *AA* war 10 Grad nördlich der abgesteckten Richtung ein Nullgebiet zu erwarten, für *NN* 10 Grad südlich, während in der abgesteckten Richtung beide Zwillinge gleich laut gehört werden sollten.

Die Empfangsapparate waren in einem Ponton untergebracht. In diesem war ein 10 m hoher Mast aufgestellt, der einen einfachen Gummiaderdraht als Antenne trug. Das Ponton wurde von einem

Digitized by Google

Motorboot ins Schlepptau genommen; dieses Tau mußte wenigstens 20 m lang sein, weil sonst die Funken des Zündinduktors den Empfänger zu stark störten.

Damit die Gleichheit der Lautstärken bequem beurteilt werden konnte, gab das Paar *A A* dauernd das Morsezeichen *a* (Punkt, Strich), das andere Paar gab in den Lücken Strich, Punkt, also das Zeichen *n*. Bei gleicher Lautstärke mußten dann diese beiden Zeichen zu einem Strich verlaufen.

Die Zeichen wurden in den Antennenzuführungen getastet, während der Funkenstrom dauernd eingeschaltet war. Zu diesem Zweck diente ein rotierender Walzenkommutator, der dafür sorgte, daß die Antenne *A* im Rhythmus Punkt, Strich, die Antenne *N* im Rhythmus Strich, Punkt an den Sender an- und abgeschaltet wurde.

Wenn die Zwillinge *A A* abgeschaltet wurden, so daß die Zwillinge *N N* allein sandten, so hörte man im Boot überall das Zeichen *n*, nur im Bereich $n = 0$ war kein Empfang zu erzielen.

Dieser Nullbereich der *N*-Antennen war im Abstand von $3\,^1/_2$ km (10 Wellenlängen) etwa 30 m breit und erschien gegen die theoretische Richtung um 9 Grad nach Norden verschoben.

Der Nullbereich der *A*-Antenne war ähnlich scharf ausgeprägt, und war ebenfalls gegen Norden verschoben, und zwar um 7 Grad.

Wenn beide Antennen zugleich sendeten, so hörte man, wenn das Boot von der Festung aus stromab fuhr, zunächst nur das Zeichen *a*; das leisere Zeichen *n*, das in den Zwischenräumen gesandt wurde, war wegen des Lautstärkenunterschiedes für das Ohr überhaupt nicht wahrnehmbar. Erst $^1/_2$ km hinter der Stelle $n = 0$ machte sich das Zeichen *n* bemerkbar; es hörte sich an, als sei dem *a* ein leiser Strich überlagert. Dieser Strich wurde bald lauter; das überlagerte *a* blieb noch deutlich, wenn es sich auch allmählich weniger deutlich über den Strich erhob. Nach 55 m Fahrt verschwand das *a* und man hörte auf weitere 12 m einen Strich; dann war dem Strich ein unverkennbares *n* überlagert. Auf den nächsten 55 m verschwand der Strich, und es blieb ein klares *n* übrig. In Fig. 4 sind die gehörten Zeichen graphisch dargestellt.

Diese Erscheinung wurde regelmäßig an derselben Stelle von ganz unvorbereiteten und ungeübten Beobachtern in derselben Weise festgestellt.

Der Strich, der den Kurs bedeutet, war in 3,5 km Entfernung vom Sender 12 m breit; das ganze Übergangsgebiet etwa 120 m. In 6 km Entfernung wurde der Strich 16 m breit festgestellt. Mithin

Digitized by Google

hat der Sektor, in dem der Strich gehört wird, einen Öffnungswinkel von etwa 10 Minuten.

Man hatte im Boot den Eindruck, als sei eine funkentelegraphische Straße mit dem Strich markiert. Der Raum rechts von der Straße ist durch das *n* kenntlich gemacht, der links durch das Zeichen *a*.



Fig. 4.

Die Antennen wurden noch in anderen Schaltungen verwendet, um andere Richtungen markieren zu können. Z. B. wurde A_2 isoliert, N_2 an die Klemme „Gegengewicht“ dauernd angeschlossen und von der Klemme „Luftdraht“ wurde über die eine Seite des Kommutators A_1 mit dem Zeichen *a* gespeist und N_1 mit *n*.

Das geknickte Paar $A_1\, N_2$ wirkt wie ein gradliniges Paar, dessen Richtung durch die Außenenden bestimmt ist, das also um 10 Grad gegen das Paar $N_1\, N_2$ geneigt ist. Der Strich muß also um 5 Grad verschoben werden.

In der Tat wurde diese Verschiebung regelmäßig festgestellt, und zwar erfolgte sie, wie zu erwarten war, nach links. wenn eine A-Antenne isoliert wurde, und nach rechts, wenn eine N-Antenne isoliert wurde.

Dabei erschien entsprechend dem spitzeren Antennenwinkel der Strich besonders scharf. Gleichzeitig war jedoch seine Lautstärke (infolge der Nähe der Nullbereiche) sehr gering. Man konnte ihn sogar leicht durch lose Kopplung zum Verschwinden bringen. Dann hörte



Fig. 5.

man beim Kreuzen des Kurses folgendes: Das Zeichen *a* wurde leiser, verschwand nach wenigen Metern, und ebenso rasch trat dafür das *n* auf, zunächst leise, dann sehr bald mit großer Lautstärke (graphisch in Fig. 5 dargestellt). Dieses scharfe Umschlagen des Zeichens in sein Negativ bietet für die Orientierung ebenfalls ein sehr bequemes und sinnenfälliges Merkmal.

Digitized by Google

Die Stellen, an denen Strich gehört wurde, bzw. der Umschlag von *a* zu *n*, wurden nach der Karte bestimmt, und es zeigte sich, daß alle beobachteten Richtungen gegen die theoretischen um etwa 9 Grad im Sinne des Uhrzeigers verschoben waren. Die Hauptrichtung (mit allen 4 Antennen) wurde genau vermessen; sie war gegen die theoretische Richtung um 9,2 Grad falsch.

Über die Ursache dieser Abweichungen wurden eingehende Untersuchungen angestellt. Sie konnten entweder darin bestehen, daß die Antennen sehr verschieden stark strahlten, oder darin, daß die Ausbreitung fern vom Sender eine ungleichmäßige war.

Starke Verschiedenheiten der Antennen waren von vornherein nicht zu erwarten; denn in allen vier Antennen trat bei derselben Abstimmung und derselben Kopplung dieselbe maximale Stromstärke auf.

Trotzdem wurde ihre Fernwirkung genau verglichen nach der obigen Methode der zusammenlaufenden Morsezeichen. Zu dem Zwecke wurde eine Erdleitung angelegt und die Klemme „Gegengewicht" damit verbunden. Die Klemme „Luftdraht" wurde über die eine Seite des Kommutators mit zwei von den vier Antennen verbunden, die jeweils verglichen werden sollten. Wenn dann die eine von beiden Vergleichsantennen stärker strahlte als die andere, so mußte in der Ferne ihr Zeichen das der anderen übertönen.

Tatsächlich wurde immer ein Strich gehört, welche zwei von den vier Antennen auch verglichen wurden, und an welcher Stelle des Geländes die Beobachtung ausgeführt wurde. Daraus geht mit großer Genauigkeit hervor, daß alle vier Antennen gleich stark strahlten. Derselbe Vergleich wurde mit demselben Ergebnis angestellt, nachdem der Antennenkreis um 30% gegen den Primärkreis verstimmt worden war.

Die Abweichungen konnten also nicht in Verschiedenheiten der Antennen gesucht werden. Gleichwohl wurde absichtlich eine starke Verschiedenheit der Antennen dadurch herbeigeführt, daß die Zwillinge *A A* von 8 m auf 6 m heruntergesetzt wurden.

Beim Vergleich der einzelnen Antennen (gegen Erde geschaltet) erschienen dann immer die *N*-Antennen lauter als die *A*-Antennen. Trotzdem war eine deutliche Verschiebung des Kursstriches nicht wahrzunehmen; er erschien zwar breiter, aber eine Verschiebung, die mehr als 25 m in 3,5 km Entfernung betragen hätte, kam nicht in Frage.

Die Abweichung x, welche zustande kommt, wenn das eine Antennenpaar eine geringere Reichweite R_2 besitzt als die andere R_1 (beide Reichweiten in Richtung des Maximums gemessen), kann man

Digitized by Google

aus dem Winkel w berechnen, den die Antennenpaare miteinander bilden. Eine einfache geometrische Betrachtung ergibt:

$$\operatorname{tg} x = \operatorname{tg} w \cdot \frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2}$$

Diese Formel läßt erkennen, daß durch Antennenverschiedenheiten nur geringe Abweichungen des Kurses zu erwarten sind. Wenn z. B. im vorliegenden Falle durch den Höhenunterschied eine Reichweitenverkleinerung von 10 auf 9 eingetreten wäre, so hätte der Kurs um ungefähr $^1/_2$ Grad gefälscht werden müssen; das bedeutet unter den angegebenen Verhältnissen rund 30 m.

Es mußte also angenommen werden, daß die beobachtete Abweichung von etwa 9 Grad durch Störungen in der Wellenausbreitung hervorgerufen war. Dafür spricht auch die Annahme, daß der Nullbereich der einzelnen Antennenzwillinge dieselben Abweichungen aufwies.

Eine starke Inhomogenität des Geländes lag insofern vor, als der Flußlauf mit seiner wasserreichen Niederung vorwiegend südlich des Kurses verlief: auf der Nordseite lag trockenes Land, so daß die Ausbreitung südlich vom Kurs der anderen Seite gegenüber begünstigt war. Dadurch würde sich die Verschiebung des Striches nach Norden erklären. Für diese Annahme spricht auch der Umstand, daß auf der abgewandten Seite, wo ebenfalls ein scharfer Strich ausgebildet war, ebenfalls eine Abweichung von der theoretischen Richtung vorhanden war; sie betrug allerdings nur 3 Grad, erfolgte aber im entgegengesetzten Sinne, d. h. ebenfalls nach der Nordseite, von der Flußniederung abgewandt.

Nach einem mehrtägigen Regen ging die Abweichung von 9 Grad auf 8 Grad zurück, vermutlich, weil jetzt das Land nördlich vom Kurs die Wellenausbreitung weniger behinderte als bei trockenem Wetter.

Wurde statt der Welle 350 die Welle 550 benutzt, so vergrößerte sich die Abweichung von 9 auf 11 Grad; auch diese Erscheinung erklärt sich dem Sinne nach durch die Bodenverschiedenheit.

In der Richtung der größten Strahlung war ebenfalls eine Zone gleicher Lautstärke vorhanden. Die Gegend war für das Boot nicht zugänglich und wurde durch fliegende Empfangsstationen abgesucht. d. h. durch Patrouillen mit Empfangsgerät. Es stellte sich heraus, daß in der Richtung der Antennen ebenfalls ein Sektor vorhanden war, in dem die Zeichen beider Antennenzwillinge zu einem Strich verliefen; doch war der Sektor etwa 20 Grad breit und hatte schwan-

Digitized by Google

kende Grenzen, so daß er für eine Markierung von Kursen nicht in Frage kommen konnte.

Mit denselben Apparaten konnte auch Text gesendet werden, statt des Striches, er war dann nur in der Telegraphierichtung verständlich. Der Kommutator zerhackte dann gleichsam die einzelnen Morsezeichen und warf rechts und links neben die Telegraphierrichtung unleserliche Bruchstücke, die keine Morsezeichen darstellten, während in der Telegraphierrichtung die Bruchstücke gleich laut erschienen und sich zum klaren Morsetext zusammensetzten.

Die Umkehr dieses Prinzips ergab ein Empfangsverfahren zur Bestimmung der Richtung einer fernen Sendestation. Dabei wurde ein Goniometer mit zwei unter 20 Grad gekreuzten Detektorspulen ausgestattet, die über einen Walzenkommutator an den Detektor angeschlossen waren. Stimmte die Symmetrieebene der beiden Detektorspulen mit der Empfangsrichtung überein, so war der Text verständlich, und man konnte die Richtung der Sendestation erkennen, ohne wie beim gewöhnlichen Goniometer die Empfangsstärke Null einstellen zu müssen.

Die Sendeversuche mit den Antennendrillingen wurden an vielen Plätzen und unter verschiedenen Bedingungen wiederholt sowohl mit gedämpftem als auch mit ungedämpftem Gerät verschiedener Größe. Größere Antennenleistungen wurden nicht mit dem Walzenumschalter direkt getastet, sondern mit einem Hochspannungsrelais, das mit der Hand oder einem Kommutator betätigt wurde. Die Tastorgane wurden dabei mit federnden Kontakten ausgerüstet, so daß es möglich war, ohne wahrnehmbare Lücken von einer Antenne auf die andere umzuschalten; dadurch wurden in der Senderichtung besonders glatte Striche erreicht.

Die Verwendung des Antennendrillings an Stelle von zwei Zwillingspaaren vereinfacht den Aufbau außerordentlich und bietet außerdem den Vorteil, daß nur zwei Einzelantennen statt vier kommutiert werden müssen; dadurch werden die Tastorgane wesentlich einfacher und betriebssicherer.

Für viele Zwecke genügt es, die drei Antennen unter 120 Grad aufzustellen, was baulich besonders günstig ist und große Reichweiten ergibt, weil der Strich 30 Grad, also sehr weit neben dem Nullbereich liegt. Indessen kann dieser Aufbau nur empfohlen werden, wenn es genügt, einen Sektor von mehreren Graden Breite zu kennzeichnen.

Beim Telegraphieren über Land traten Abweichungen von mehreren Graden mehrfach zutage, offenbar als Folgen von Inhomogenitäten im Gelände. Z. B. konnte Herr F. Holborn in dem Strich einen deut-

Digitized by Google

lichen Knick von etwa 5 Grad feststellen an einer Stelle, wo er einen Geländeeinschnitt von 30 m Tiefe unter 60—70 Grad kreuzte. Dieser Knick war nur bei Wellen unter 500 m deutlich erkennbar; schon bei 800 m war er vollkommen verschwunden.

Eine Komplikation wurde in der Kursrichtung beobachtet, wenn auf trockenem Boden mit Zwillingen von Erdantennen empfangen wurde. Das Antennenpaar wurde im Kreise gedreht. Dann wurde das normale Zeichen beobachtet, wenn es auf die Sendestation zugerichtet war, und senkrecht zur Richtung ergab sich kein Empfang. In Schräglagen traten aber unmittelbar neben dem Strich auch unnormale Zeichen auf. In Fig. 6 ist die Erscheinung dargestellt, wie sie in 6 km Entfernung beobachtet wurde, bei einem Winkel von 40 Grad zwischen den Tastantennen. Der Übergang von der Stelle, wo es möglich war, das falsche Zeichen zu hören, bis zu der entsprechenden Stelle auf der anderen Seite des Striches betrug 300 m, d. h. er vollzog sich auf einem Sektor von 3 Grad. In größeren Entfernungen war die Erscheinung kaum noch erkennbar, in kleinen war sie sehr deutlich, d. h. die falschen Zeichen waren in einem größeren Bereich beim Drehen der Empfangsanordnung hörbar, nicht nur dicht neben dem Nullgebiet des Empfangs.

Im Flugzeug haben sich besonders über Land und steil über dem Sender Erscheinungen ergeben (C. Buchwald, diese Ztschr. Bd. **15**, S. 121), die komplizierter sind und sich dadurch erklären, daß im Raume über dem Antennenpaare starke wagerechte Komponenten der elektrischen Kraft wirksam sind. Dagegen wurde über See schon in 3 km horizontaler Entfernung vom Sender im wesentlichen die normale Ausbreitungsfigur beobachtet, bis zu Höhen von 800 m. Es zeigten sich auch hier vereinzelt Unregelmäßigkeiten, die sich zum Teil aus den verschieden großen Abständen von den 250 m langen Sendeantennen erklärten; in 8 km Entfernung wurden indessen keine Unregelmäßigkeiten mehr beobachtet.

Wurde mit einem Röhrensender von 150 Watt Leistung gesendet, so konnte über See der Strich im Minimum mit dem Flugzeug bis zu 50 km Entfernung verfolgt werden. Er war dann bei einem Winkel von 30 Grad zwischen den Tastantennen schmaler als 5 Grad.

Wesentlich schärfer erschien der Strich bei ungestörten Beobachtungen auf Schiffen. So konnte einmal noch in 85 km Entfernung mit einer Genauigkeit von 400 m beurteilt werden, ob sich das Schiff auf seinem genauen Kurs befand oder nördlich oder südlich abgewichen war. Je stärker Störungen aller Art waren (fremde Stationen, Luft-

Digitized by Google

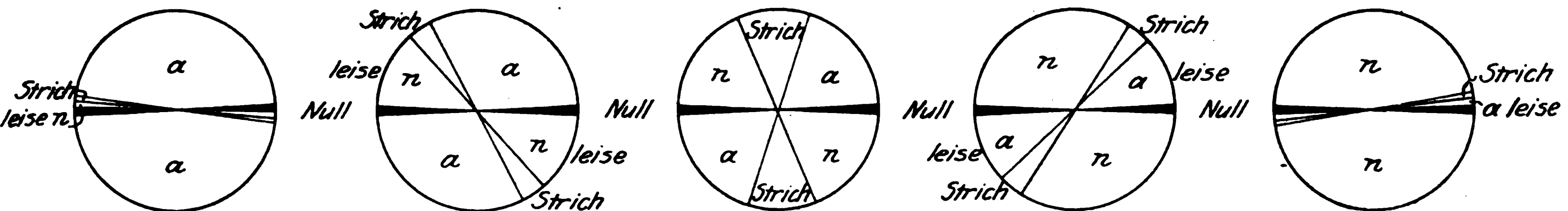


Fig. 6.

Digitized by Google

störungen, Lärm im Schiff), um so schwerer war es, die Strichbreite zu beurteilen; doch erschien in 130 km Entfernung bei 32 Grad Tastantennenwinkel auch unter wenig günstigen Verhältnissen der Strich nicht breiter als 3 Grad.

Der Betrieb mit ungedämpften Schwingungen bot anfangs Schwierigkeiten, weil das Umschalten ohne Änderung der Wellenlänge vor sich gehen muß; denn schon ein Unterschied von wenigen Zentimetern läßt beim Überlagerungsempfang die Zeichen *a* und *n* (oder etwa *u* und *d*) mit verschiedenem Ton hören, so daß kein Strich zustande kommt. Genügende Wellengleichheit wurde bei Anwendung eines mit etwa 10 % gekoppelten Zwischenkreises im Sender erreicht, der gegen die Antennenkreise, nachdem diese untereinander möglichst genau abgeglichen waren, um 3 % verstimmt wurde.

Das Telegraphieren von Text auf einer Linie sollte noch weiter benutzt werden, um ein Telegraphieren nach einem Punkte zu ermöglichen. Zu dem Zwecke wurden zwei gleichartige, 130 km entfernte Stationen *A* und *Z* durch eine Relaisleitung verbunden, so daß es möglich war, von *A* aus entweder den Sender von *A* oder den von *Z* nach Belieben zu betreiben. Beide Stationen waren mit den beschriebenen Antennendrillingen ausgerüstet; die Telegraphierrichtung zeigte von *A* und von *Z* aus nach einer etwa 180 km entfernten Station *F*. Außerdem besaß *A* noch ein Umschaltwerk (im einfachsten Fall eine Morsetaste), das den Morsestrom wahllos zerhackte und einen Teil dem Sender in *A* zuführte, den Rest dem Sender in *Z*. Auf den Linien *AF* und *ZF* mußten also verworrene Zeichen erscheinen, die sich bei gleicher Lautstärke in *F* zu Morsezeichen zusammensetzten. Seitlich der Linien *AF* und *ZF* wurden nur Bruchstücke vernommen, die ein Viertel des Morsetextes darstellten.

Diese Versuche sind nicht völlig zum Abschluß gelangt. Indessen wurden bereits gute Resultate für eine Geheimtelegraphie erzielt, wenn die Richtmittel in *A* und *Z* fortgelassen und einfache Antennen benutzt wurden. Die Kurven, auf denen beide Stationen *A* und *Z* gleich gut gehört wurden, der Text also verständlich war, sind in diesem Falle Kreise, welche die leisere Station exzentrisch umschlingen. Es gelang durch geeignete Regulierung der Antennenstromstärke in *A* und *Z*, Text zu telegraphieren, der in der fernen Station *F* klar verstanden wurde, ohne daß sechs nähere Stationen ihn verstehen konnten.

Es ist somit die Aufgabe gelöst, nicht nur auf geraden Linien, sondern auch auf Kreisen zu telegraphieren.

Digitized by Google

Funkentelegraphie in größeren Höhen.

Von **Felix Jentzsch-Graefe.**

Nach zahlreichen Frontberichten versagt die Funkentelegraphie im Flugzeuge häufig unter Umständen, aus denen die Front selbst auf einen Einfluß größerer Kälte schloß. Es wurde nämlich beobachtet, daß häufig — doch nicht immer — in Höhen von etwa 6000 m kein Wechselverkehr mit der Erde und auch kein Empfang im Flugzeug mehr möglich war.

§ 1. Einfluß der Kälte. Als ich den dienstlichen Auftrag erhielt, die Ursache aufzudecken und damit Abhilfe möglich zu machen, habe ich zunächst die ganze Sende-Empfangsstation des Flugzeugs (und zwar wurde ein sog. *D*-Sender benutzt) in eine Holzkiste gesetzt, die von einer zweiten größeren umgeben war. Nach gründlichem Vorkühlen des Zwischenraums mit Kältemischungen gelang es mit komprimierter Kohlensäure die Temperatur des Senders selbst bis auf etwa —40° C bis —50° C zu erniedrigen und längere Zeit so zu halten. Die Temperatur wurde mit Thermoelementen und Pentanthermometer an verschiedenen Stellen gleichzeitig überwacht. Es zeigte sich dabei, daß der Sender und insbesondere die Funkenstrecke bei dieser Temperatur unverändert weiter arbeitet und die Sendewelle weder in ihrer Länge noch in ihrem Dämpfungsdekrement so wesentlich geändert wird, daß ein Versagen aus diesem Grunde irgendwie in Betracht käme. Die Funkenstrecke mußte dabei vor Kurzschluß durch Schnee bewahrt werden.

Da also tiefe Temperatur den Sender selbst nicht beeinflußt, wurde nunmehr untersucht, ob etwa ein Einfrieren der Batterien für den Lautverstärker die Ursache der Störung wäre. Die Versuche, die in den gleichen „Kältekisten" angestellt wurden, ergaben indes, daß die Spannung und der Wirkungsgrad der Batterien zwar wesentlich abnehmen, aber ein vollständiges Versagen der Batterien auch nach mehrstündigem Aufenthalt in Temperaturen unter —40° C nicht eintritt. Die Überlegenheit von Sammlerbatterien im besonderen doppelwandigen Kälteschutzkasten trat klar zutage.

Nach 5 Stunden Kältewirkung, wobei die Temperatur in dieser Zeit nicht über —40° stieg, meist aber ca. —50° betrug, war die Klemmspannung bei einem Edisonsammler um 30%, bei einem Bleisammler nur um 5% gesunken. Dabei befand sich der Edisonsammler in einem einfachen Holzkasten von 1 cm Wandstärke, der Bleisammler

Digitized by Google

in doppelwandigem Kälteschutzkasten von insgesamt ca. 2 cm Wandstärke. Der innere Widerstand des letzteren blieb daher innerhalb der Meßgenauigkeit unverändert, der des Edisonsammlers stieg um ca. 20%. Entsprechend sank der Wirkungsgrad des Edisonsammlers von 85% auf 77%, der des Bleisammlers von 92,5% auf 91,8%.

Bei der Trockenbatterie, wie sie für die Anodenspannung des Lautverstärkers gebraucht wird, zeigte sich überhaupt kein Temperatureinfluß.

§ 2. Einfluß der Luftverdünnung. Ein weiterer Grund für das Versagen der Funkentelegraphie in großen Höhen könnte darin gesucht werden, daß die Tourenzahl des Generators in der dünneren Luft wesentlich abnimmt und vielleicht nicht mehr ausreichend sein könnte. Doch auch diese Vermutung erwies sich als nicht stichhaltig, da in 4500 m Höhe die Tourenzahl nur bis auf ca. 4300 pro Minute sank und der *D*-Sender im Laboratorium noch bei einer Tourenzahl von ca. 3000 des Generators genügend arbeitet.

Endlich könnte die verdünnte Luft auf die Tätigkeit der Funkenstrecke Einfluß haben. Nach den Versuchen ist dies tatsächlich der Fall und bildet den wesentlichen Inhalt der folgenden Mitteilung.

Für die ganze Untersuchung, die im Berliner physikalischen Institut stattfand, aber in Anbetracht der militärischen Verhältnisse keinen wissenschaftlichen, sondern einen rein technischen Charakter trug, auch unter Zeitmangel zu leiden hatte — wurde ein *D*-Sender der Firma Huth mit 7-fach unterteilter Lösch-Funkenstrecke benutzt, der durch einen sog. Einheitsgenerator von 500 Perioden Wechselstrom bei ca. 300 Watt Leistung gespeist wurde. Der Antennenkreis wurde durch einen Öldrehkondensator der Firma Boas, Berlin, eine feste Selbstinduktion und ein Hitzdrahtamperemeter gebildet, deren elektrische Dimensionen den Verhältnissen im Flugzeug möglichst nachgebildet waren. Für die ersten Messungen stand nur ein gewöhnliches Flugzeugamperemeter zur Verfügung, später wurde es durch ein wesentlich empfindlicheres Hitzdrahtamperemeter der Firma Hartmann & Braun (Meßbereich 0—1 Amp., 1 Skalenteil = 0,02 Amp.) ersetzt.

Die Funkenstrecke wurde aus dem *D*-Sender herausgenommen und sollte zuerst in einer eigens dazu gebauten Cellonkapsel bei Luftverdünnung untersucht werden. Doch gelang es nicht, die Kapsel genügend dicht zu bekommen, so daß schließlich doch ein gläserner Rezipient verwendet wurde. Die Zuleitungen waren beide durch einen Kork, der in einer Öffnung der Glasglocke saß, zugeführt und mit

Digitized by Google

Siegellack luftdicht eingekittet. Die Glasglocke selbst stand mit aufgeschliffenem Rand auf einer durchbohrten Glasscheibe, die auf einer Metallplatte mit Metallfuß und Metallventil lag. Es zeigte sich, daß diese Metallteile zusammen mit den Scheiben der Funkenstrecke eine Kapazität darstellen, die die Senderwelle beträchtlich vergrößerte. Deshalb wurde die Funkenstrecke erhöht gelagert auf Holzblöcken und einer Porzellanscheibe und außerdem so gestellt, daß die Scheiben der Funkenstrecke senkrecht zu der Metallscheibe des Rezipientfußes lagen.

Das Vakuum wurde durch eine Ölluftpumpe der Firma Pfeiffer, Wetzlar, erzeugt. Der Unterdruck mit einem Quecksilber-Vakuummeter gemessen.

Es wurde zunächst die Abhängigkeit des Antennenstromes vom Luftdruck untersucht unter Veränderung der Wellenlänge, der Zahl der unterteilten Funkenstrecken und der Energiestufen.

Das Ergebnis ist kurz folgendes: Mit abnehmendem Innendruck zeigte sich zunächst bis etwa 410 mm Innendruck ein langsames Abfallen des Antennenstromes. Dann folgte von etwa 400 mm Innendruck an ein ziemlich plötzlicher Sturz des Stromes bis auf 0,1 Amp. und darunter, bei einem Innendruck von ca. 300 mm. Von hier ab blieb bei weiterem Auspumpen der Antennenstrom ziemlich konstant. Dieser Verlauf war allgemein festzustellen, unabhängig von der Energiestufe, der Wellenlänge und der Anzahl der Funkenstrecken. Von den mehr als 40 Einzelmessungen sind in Fig. 1 drei typische Fälle dargestellt.

Mit dem Beginn des plötzlichen Stromsturzes war ein Nachlassen der Funkenzahl und -stärke und ein entsprechendes zunehmendes Auftreten von Glimmlicht zu beobachten. Beide Erscheinungen gingen zunächst langsam vor sich, wurden aber dann bei dem Druck, der der zweiten Biegung der Kurven entspricht, sehr deutlich, so daß schließlich Funken nur noch ganz vereinzelt auftraten. Augenscheinlich geht bei tieferem Druck die Entionisierung der Funkenstrecke nicht mehr rasch genug vor sich. Die Löschwirkung mag bei geringerem Unterdruck zunächst nicht nach der ersten Halbschwingung, sondern mehr oder weniger später einsetzen und schließlich bei beträchtlichem Unterdruck ganz versagen. Entsprechend wird natürlich die auf den Antennenkreis übertragene Energie geringer, so daß mit dem Antennenstrom auch die ausgestrahlte Energie sinken muß.

Der Beginn der kritischen Zone des Antennenstromsturzes entspricht etwa einer Höhe von 5000 m. Der starke Abfall währt etwa bis 7000 m.

Digitized by Google

Welche Luftdrücke und Höhen einander entsprechen. zeigt Tabelle I, dabei sind die Werte der zweiten Spalte aus der einfachen logarithmischen Höhenformel ohne Temperaturkoeffizient berechnet, bei Annahme eines Barometerstandes von 760 mm am Erdboden. Spalte 3

Antennenstrom bei verdünnter Luft.

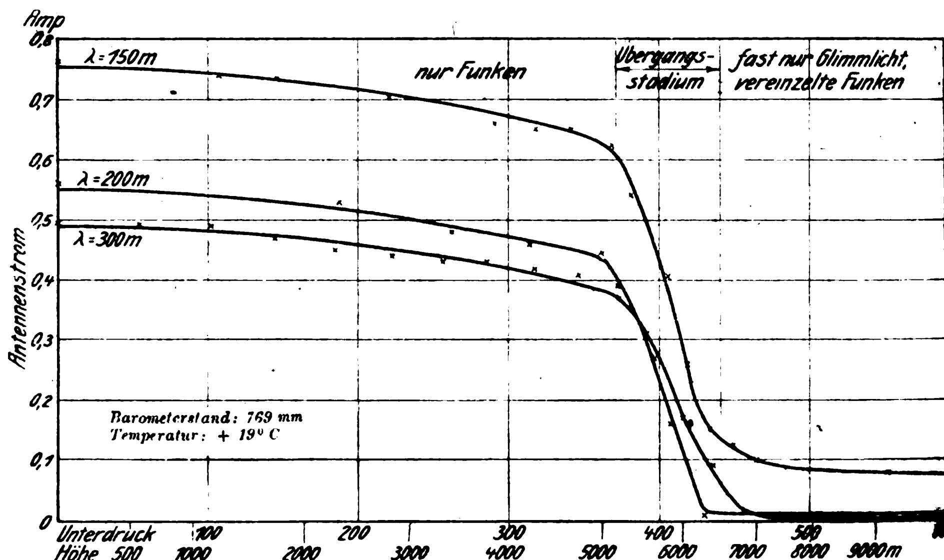


Fig. 1.

enthält die Höhenzahlen, die sich bei Annahme eines vertikalen Temperaturgradienten von —0,6° C. auf 100 m Höhe ergaben. Dabei ist angenommen, daß durchschnittlich folgende Temperaturen herrschen:

4000	m	Höhe	—12° C.
6000	„	„	—24° „
8000	„	„	—36° „

Es folgen diese Werte daraus, daß am oberen Ende der Troposphäre (etwa 11—12000 m Höhe) eine konstante Temperatur von —55° C. herrscht.

Je nach dem Barometerstand, d. h. bei zyklonaler oder antizyklonaler Wetterlage können diese zu einem bestimmten Druck gehörigen Höhen um ca. 500 m auf- und abschwanken, d. h. im äußersten Fall um ca. 1000 m verschieden liegen.

Digitized by Google

Tabelle I.

Unterdruck	Höhe	Höhe mit Temperaturkorrektion
0 mm Hg	0 m	0 m
100 „	1130 „	1135 „
200 „	2140 „	2490 „
300 „	4010 „	4025 „
350 „	4930 „	4890 „
400 „	5950 „	5860 „
450 „	7160 „	6960 „
500 „	8560 „	8180 „

Darin mag die Erklärung liegen, daß häufig auch noch in 6000 m Höhe tatsächlich F.-T.-Verkehr möglich ist, indem nur bei antizyklonaler Wetterlage die Flugzeuge so hoch und höher steigen.

Antennenstrom bei Luftverdünnung und Verstimmung.

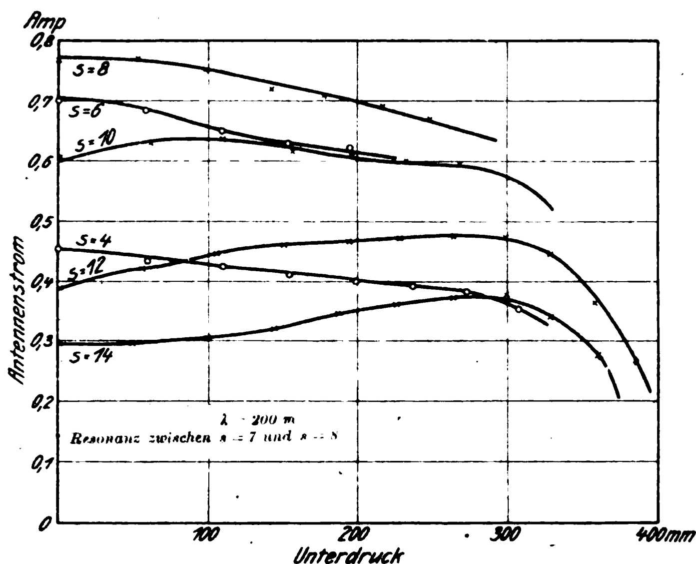


Fig. 2.

Die eben besprochenen Erscheinungen zeigen sich in voller Reinheit nur bei scharf eingestellter Resonanz. Ist eine Verstimmung zwischen Stoßkreis und Antennenkreis vorhanden, so sinkt der Antennenstrom bei sinkendem Drucke nicht gleichfalls sofort, sondern steigt zuerst an, um nachher umso schneller abzufallen. Das Beispiel liefert Fig. 2, wo s die Stellungen des Hebels der Senderabstimmung bedeutet, d. h. ein Maß für die Verstimmung gibt.

Digitized by Google

Zur Erklärung kann man sich vorstellen, daß zu einer bestimmten Güte der Löschwirkung ein ganz bestimmter Kopplungsgrad gehört, bei dem relativ am meisten Energie übertragen wird. Auch bei unscharfer Resonanzeinstellung, also unrichtiger Kopplung, kann demnach die richtige Schwebungserscheinung eintreten, wenn durch Veränderung der Entionisierung, wie sie bei Veränderung des Luftdruck eintritt, wieder ein Abreißen der Funkenstrecke zur richtigen Zeit ermöglicht wird.

Weiter wurde noch die Abhängigkeit der Resonanzkurven vom Luftdruck untersucht. Dazu wurde der Drehkondensator der künstlichen Antenne und die Senderabstimmung bei jeder Wellenlänge so lange verstellt, bis das Amperemeter im Antennenkreis einen maximalen Ausschlag lieferte. Darauf wurde der Zeiger eines von der Antenne in loser Kopplung erregten Wellenmessers über einen geeigneten Teil der Wellenmesserskala von Teilstrich zu Teilstrich verschoben

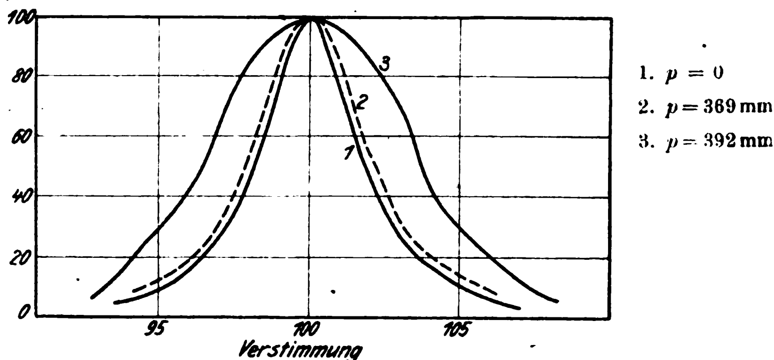


Fig. 3.

und der jeweilige Ausschlag am Wattmeter des Wellenmesserkreises abgelesen. Die so gefundenen Werte wurden in einer Kurve aufgezeichnet, mit den Angaben des Wellenmessers als Ordinate und den zugehörigen Winkelgraden des Wellenmessers als Abszisse. Sämtliche Messungen wurden unter Veränderung der Länge der Sendewelle, der Zahl der unterteilten Funkenstrecken und der Energiestufen vorgenommen.

Aus den über 50 gemessenen und aufgezeichneten Resonanzkurven geht zunächst hervor, daß eine Verschiebung des Intensitätsmaximums.

Digitized by Google

d. h. eine Längenänderung der Sendewelle in größerem Maße nicht stattfindet. Dagegen wird die Kurve in der kritischen Zone mehr und mehr abgeflacht und die Dämpfung immer größer.

Ein Beispiel der beobachteten Erscheinung gibt Fig. 3.

Wie man sieht, ist noch bei einem Unterdruck von 370 mm der Charakter ganz derselbe wie bei Atmosphärendruck mit unwesentlich vergrößerter Dämpfung, während bei nur wenig auf $p = 390$ mm gesteigertem Unterdruck ihre „Resonanz"kurve einen ganz anderen Typus darstellt.

Die Untersuchung konnte in dieser Richtung aus Zeitmangel nicht abgeschlossen werden.

§ 3. Abhilfen. Es liegt der Gedanke nahe die ganze Funkenstrecke einzukapseln, d. h. luftdicht abzuschließen, so daß in jeder Höhenlage des Flugzeugs die Druckverhältnisse an der Funkenstrecke unverändert dieselben bleiben. Dann kann man natürlich auch gleich an Stelle des am Boden vorhandenen Luftdrucks irgendeinen anderen beliebigen Druck willkürlich ein für allemal einstellen, z. B. auch einen wesentlich höheren Druck, der vielleicht noch günstiger für die Löschwirkung als Atmosphärendruck ist. Man kann auch an Stelle von Luft irgendwelche anderen Gase oder Gasgemische einfüllen, unter denen sich wegen ihrer verschiedenen Ionisierungsspannung sicher besonders geeignete finden würden.

Zur Untersuchung aller dieser weiteren Fragen bin ich aus militärischen Gründen nicht mehr gekommen. Es wäre auch wohl nicht so einfach, konstante Verhältnisse herzustellen. Die Temperaturerhöhung durch den Funken müßte ausgeglichen werden und seine Verbrennungsprodukte wären zu beseitigen. Man käme so zu einer vollständigen Umspülungskonstruktion mit Luftpumpe, bzw. Druckregler usw.

Es gibt Funkenstrecken sog. geschlossener Bauart, bei denen die Funken im Inneren eines kleinen von den Elektroden selbst gebildeten Hohlraums überspringen. Zwei verschiedene Sorten dieser Art wurden untersucht. In der Tat verhielten sie sich gegenüber schnellen Druckänderungen vorteilhafter als die gewöhnliche offene Bauart. Aber schon nach kurzem Aufenthalt im Vakuum tritt hier die gleiche Erscheinung wie oben auf. Die vollständige Abdichtung ist nicht so leicht mit den Ansprüchen der Isolation und vor allen denen nach leichter Zugänglichkeit zwecks Reinigung zu vereinigen.

Das Ziel ist natürlich zu erreichen, aber nur mit einer von vornherein darauf eingestellten vollständigen Neukonstruktion.

Gießen, April 1919.

Digitized by Google

Über elektrische Bestimmungsstücke von Kleinantennen.

Von **Robert Jaeger,** Berlin-Friedenau.
Mitteilung aus der Versuchsstation Jena der Techn. Abteilung für Funkengerät.

Die zu irgendeinem funkentelegraphischen Gerät gehörigen Antennen müssen demselben bezüglich ihrer elektrischen Dimensionen angepaßt sein. Dabei kommen in erster Linie Eigenwelle, Dekrement und Kapazität in Betracht.

Bei festverspannten höherliegenden Antennen bleiben diese Daten innerhalb gewisser Grenzen stets konstant. Ganz anders jedoch verhalten sich in dieser Beziehung Antennen, die flach auf dem Boden liegen, sog. Erdantennen. Vorausgesetzt, daß diese auch immer in derselben Weise ausgelegt werden, so ist doch, zumal im Bewegungskrieg, die Bodenbeschaffenheit jedesmal eine andere. Diese ist bei Erdantennen naturgemäß von großem Einfluß auf die elektrischen Eigenschaften, ebenso die Güte des Isoliermaterials.

Im folgenden sollen einige Meßergebnisse an Kleinantennen, insbesondere Erdantennen kurz tabellarisch mitgeteilt werden. Die Messungen wurden auf der Versuchsstation Jena der Techn. Abt. für Funkergerät ausgeführt. Die angewandten Methoden waren folgende:

Zur Messung der Eigenwelle wurden die Kabelenden über eine möglichst kleine Selbstinduktion geschlossen. Durch Erregung derselben mittels Telefunkenwellenmesser und Summer konnte die Wellenlänge an einem lose angekoppelten aperiodischen Kreis mit Telephon festgestellt werden.

Das Dekrement wurde aus der Resonanzkurve abgeleitet. Zu diesem Zweck waren die Kabelpaare in der auf der Fig. 1 angegebenen Weise über eine Kapazität, welche die Wellenlänge einzustellen gestattete, und zwei kleine Kopplungsspulen geschlossen. Die Spule I wurde durch einen ungedämpften Sender (Röhrensender) erregt, während die Spule II mit einem aperiodischen Kreis gekoppelt war, der Barretter und Galvanometer enthielt. Durch Verwendung eines ungedämpften Erregers hatte man den Vorteil, daß man nicht das zusätzliche Dekrement des Stoßkreises, sondern dasjenige des zu messenden Oszillators allein erhielt. Zur Bestimmung des Dekrements wurde die vereinfachte Methode von H. Brandes[1]) angewendet. Die Bestimmung wurde bei zwei Wellenlängen vorgenommen, die in der Praxis in erster Linie vorkamen.

---

1) H. Brandes, Ann. d. Phys. 22, 645, 1907.

Digitized by Google

Unter der angegebenen Kapazität ist die wirksame Kapazität zu verstehen, die dadurch definiert ist, daß man die Antenne durch einen geschlossenen Stromkreis mit den gleichen elektrischen Eigenschaften ersetzt. Die Kapazität wurde durch Zuschalten einer bekannten

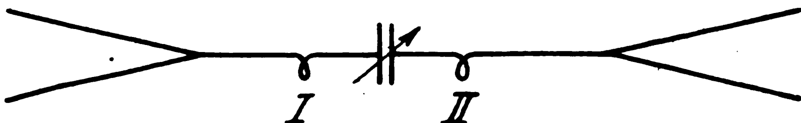


Fig. 1.

Kapazität in den Strombauch der Antenne gefunden. (Vgl. J. Zenneck, Lehrb. d. drahtl. Telegraphie, Stuttgart 1916, Kp. VI, § 3, 1897.)

Die Antennenform ist in der Tabelle jedesmal angegeben. Am interessantesten ist der Einfluß der Bodenbeschaffenheit, wie aus der

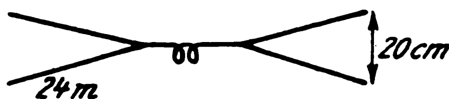


Fig. 2.

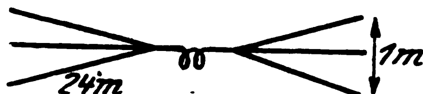


Fig. 3.



Fig. 4.

horizontalen Rubrik 5. ersichtlich ist. Die Dämpfung vergrößert sich bei nassem Boden so außerordentlich, daß während oder kurz nach stärkerem Regen und auf sumpfigem Gelände die Aufrechterhaltung

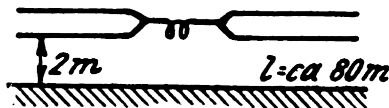


Fig. 5.

des Betriebs mit derartigen Antennen sehr schwierig wird. Das Gerät kann bei zu stark gedämpfter Antenne sogar völlig aussetzen. Außerdem verändert sich Wellenlänge und Kapazität. Das Dekrement der blanken Erdantenne aus Kupfer erwies sich auch auf trockenem Boden

Digitized by Google

Zeit	Zustand der Antenne	Wellenlänge	Dekrement
13. VII. 17	trocken	650	$0,19_4$
14. VII. 10^{00}	nach 24stündigem Wasserbad auf trocknem Boden ausgelegt	630	$0,33_5$
11^{00}	Von Sonne beschienen	650	$0,22_4$
mittags 1^{00}	trocken	660	$0,19_1$
4^{00}	trocken	655	$0,18_6$

	Antennenform	Eigen-Welle in m	Dekrement für	Welle λ in m	Kapazität in cm	Wetter	Bemerkungen
1	Zweibeinige Kabelantenne (siehe Fig. 2)	255 255	0,133 0,329	700 300	500—600 500—600	trocken trocken	
2	Dreibeinige Kabelantenne (siehe Fig. 3)	280 280	0,123 0,296	700 300	900 bis 1000	trocken trocken	Änderung der Eigenwelle Abstand des äußeren Schenkels — λ 1 m — 280 m 4 m — 250 m
3	T-Kabelantenne (siehe Fig. 4)	300 300	0,150 0,366	700 300	600 600	trocken trocken	
4	Niedrige Antenne (siehe Fig. 5)		0,077 0,150	700 300		trocken trocken	
5	Zweibeinige Kabelantenne (vgl. oben)	255	0,133 0,245 0,329	700 700 300	500—600	trocken nasser Boden trocken	
			0,640	300		starker Gewitterregen	Wellenlängenänderung ca. 10 % Kapazitätsänderung ca. 20 %
			0,360	300		Boden noch feucht	
6	Blanke zweibeinige Kupferantenne (siehe Fig. 6)		0,215 0,141	700 547	345 225	Auf trocknem Boden liegend auf Reisig	Kapazitätsänderung ca. 35 %

größer als das der isolierten Kabel, wurde aber kleiner, wenn es auf reisigbedecktem Boden ausgelegt wurde.

Digitized by Google

Um den Einfluß der Feuchtigkeit auf die Kabelantennen genauer zu untersuchen, wurden sie u. a. in trocknem Zustande und nach 24 stündigem Wasserbad gemessen. Es ergab sich dasselbe Resultat.

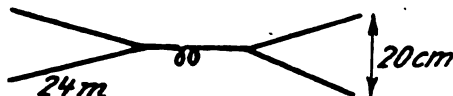


Fig. 6.

Die Angaben sind in der nebenstehenden Tabelle kurz zusammengestellt. Bei Sonnenschein war der alte Wert nach 3 Stunden wieder erreicht.

Ein neuer Frequenzmesser für schwache Tonströme.

Von **K. Wolff.**

1. Allgemeines.

Überall, wo mit Wechselströmen gearbeitet wird, insbesondere in der Hochfrequenz-, Fernsprech- und Telegraphentechnik besteht die Notwendigkeit, Wechselstromfrequenzen möglichst genau und auf bequeme Art zu messen. Die Hochfrequenztechnik besitzt in den verschiedenen Resonanzwellenmessern hierzu geeignete Apparate, die selbst bei den geringsten zur Verfügung stehenden Energien einwandfreie Resultate liefern, während bei größeren Energien direkt- oder selbstzeigende Wellenmesser, die auf dem Dynamometerprinzip beruhen, Eingang gefunden haben.

Bei geringen Frequenzen, insbesondere solchen, die im Hörbereich des menschlichen Ohres liegen und die speziell in der Fernsprechtechnik die Hauptrolle spielen, war es bislang nur möglich, exakte Messungen auszuführen, sofern größere Energien zur Verfügung standen. Der Meßbereich der Zungenfrequenzmesser der Starkstromtechnik wurde auf obige Frequenzen ausgedehnt, jedoch mit dem Nachteil geringer Empfindlichkeit bzw. großen Eigenverbauchs. Nur wenn die Stromquelle ein rotierender Generator war, konnte mittels Tachometer durch Messung der Zeit und Umdrehungszahl die Frequenz des erzeugten Wechselstroms aus den elektrischen Daten des Generators errechnet werden. Die mehr physikalischen Methoden pulsierende Ströme mittels phonischem Rad oder stroboskopischer Scheibe zu messen, haben sich wohl nie in der Technik eingeführt.

Digitized by Google

Von der Firma Dr. G. Seibt, Berlin-Schöneberg, wurde deshalb für obige Zwecke vor einiger Zeit ein Apparat entwickelt, der ebenfalls auf dem Resonanzprinzip beruht und in der Hauptsache einen aus Selbstinduktion und variabler Kapazität gebildeten, schwach gedämpften Schwingungskreis darstellt. Dieser, an anderer Stelle beschriebene Apparat, „Tonkreis" genannt, der infolge seiner gedrungenen Bauart und bequemer Handhabung überall dort Anwendung findet, wo die Praxis nur Näherungswerte verlangt, ist jedoch für exakte Messungen der Frequenz weniger geeignet, da die Induktivität der eisenhaltigen Selbstinduktionsspule von äußeren magnetischen Einflüssen, sowie von der Belastung in geringem Maße abhängig ist.

Für genaue Messungen wurde deshalb von der Firma Dr. G. Seibt, Berlin-Schöneberg, auf Anregung des Telegraphen-Versuchsamtes der nachstehend näher beschriebene Apparat entwickelt. Im Prinzip ist derselbe von A. Campbell angegeben und von A. Larsen[1]) beschrieben. Unter Berücksichtigung einiger Vorschläge von G. Seibt (zylinderförmige Anordnung der Spulen, Konstruktion des Kondensators, Erweiterung des Skalenbereichs) ist die Anordnung zu einem einwandfreien Präzisionsmeßgerät durchgebildet worden.

2. Wirkungsweise des Frequenzmessers.

Das Prinzip des Frequenzmessers beruht auf einer Kompensationsschaltung. Der über die Klemmen K_1 und K_2 (Fig. 1) zugeführte Wechselstrom durchfließt die Selbstinduktionsspule L_1 und den Kondensator C. Das als Indikator dienende Telephon T ist einerseits mit dem Kondensator, andererseits mit einer drehbaren Selbstinduktionsspule L_2 verbunden.

Der im Kreis $K_1 - C - L_1 - K_2$ fließende Wechselstrom erzeugt am Kondensator C eine Spannung:

$$E_C = \frac{J}{\omega C}$$

Derselbe durchfließt auch die Spule L_1 und induziert in L_2 eine Spannung, gegeben durch

$$E_i = J \omega M$$

Beide Spannungen sind gegen den Strom um 90^0 verschoben und entgegengesetzt gerichtet. Schweigt das Telephon, so ist

1) Elektrot. Zeitschr. 1910, 1039.

Digitized by Google

$$E_c = E_i \quad \text{oder}$$

$$\frac{J}{\omega C} = J \omega M \quad \text{und somit}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{M \cdot C}}$$

Man erhält somit die Frequenz als Funktion des Kopplungsgrades der beiden Spulen L_1 und L_2, der seinerseits wieder durch Verdrehen der Spule L_2 gegenüber L_1 geändert werden kann.

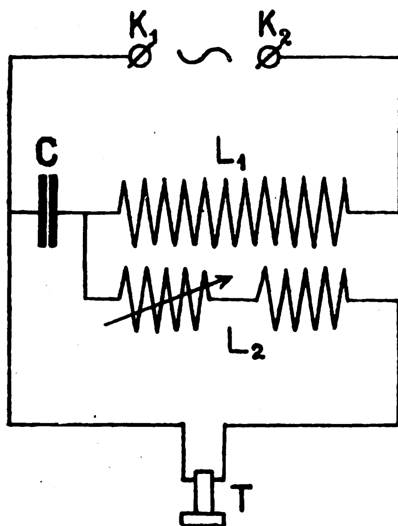


Fig. 1.

Die Ableitung der Formeln gilt natürlich nur für reinen Sinusstrom; nur in diesem Falle wird das Telephon vollständig zum Schweigen zu bringen sein. Sind Oberschwingungen vorhanden, so treten bei richtiger Einstellung für die Grundschwingung die Obertöne besonders deutlich hervor.

3. Beschreibung und Ausführung des Frequenzmessers.

Der Frequenzmesser Typ 2 ist dimensioniert für einen Meßbereich von 450—1200 Schwingungen pro Sekunde, entsprechend einer Kreisfrequenz von ungefähr 2800—7500. Dieser Bereich ist in 2 Stufen unterteilt, und zwar umfaßt Stufe 1 einen Frequenzbereich von 450 von 850 und Stufe II einen Frequenzbereich von 700—1200.

Digitized by Google

Fig. 2 zeigt den Apparat gebrauchsfähig mit abgenommenen Deckel. Die einzelnen Teile, wie Kondensator, Drehspule und Schalter sind in übersichtlicher Weise auf der Unterseite der Deckplatte montiert. Die Achse der Kopplungsspule ragt aus der Deckplatte hervor und trägt einen Drehknopf *D* sowie einen Zeiger *Z*, der über einer Gradskala spielt. Die Skala trägt außer der Gradeinteilung noch eine

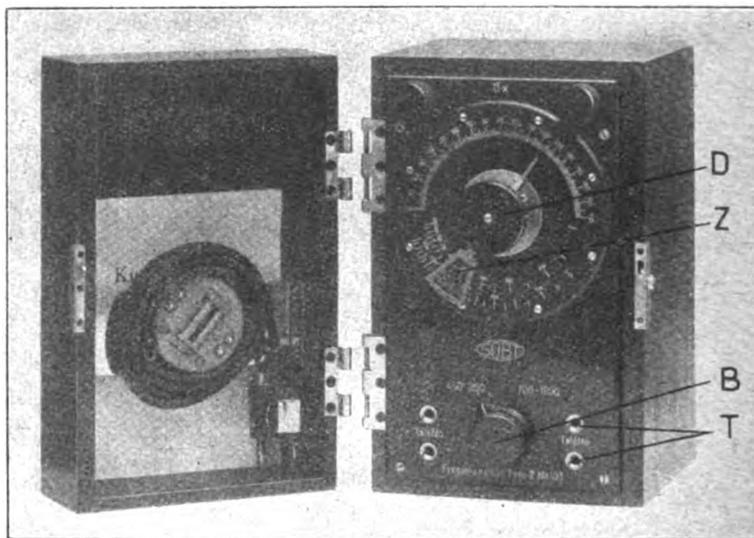


Fig. 2.

Teilung direkt in Frequenzen, entsprechend den 2 Bereichen, wobei der kleine Bereich (450—700) dem kleinen Radius zugeordnet ist. Ein Strich in der Mitte des am Zeiger befindlichen Zelluloidfensters. dient als Ablesemarke.

Die Wahl der Bereiche erfolgt durch einen eingebauten Schalter *B*. dessen Drehknopf mit Index versehen ist und so den Bereich anzeigt.

Der Anschluß des Apparates an die zu untersuchende Wechselstromquelle geschieht mittels der beiden mit „*Nx*“ bezeichneten Klemmen.

Zum Abhören der Minimumlage ist ein Telephon geeigneter Selbstinduktion beigegeben, das beim Gebrauch in eines der rechts und links vom Bereichschalter befindlichen Steckbuchsenpaare eingesteckt wird.

Bei Wechselstromquellen mit stark ausgeprägten Oberschwingungen ist die Verwendung eines einstellbaren, stark selektiven Telephons

Digitized by Google

(Monotelephon) empfehlenswert. Dieselben werden für den in Frage kommenden Tonbereich ebenfalls von der Firma Dr. G. Seibt hergestellt. Man bringt das Telephon zuerst in Resonanz mit dem normalerweise hörbaren Ton (Einstellen auf größte Lautstärke) und sucht dann durch Drehen der Kopplungsspule des Frequenzmessers das Tonminimum auf. Auf die Obertöne spricht das Monotelephon nur sehr schwach an, so daß das Tonminimum äußerst scharf ist.

Der Deckel kann während des Gebrauchs abgenommen werden. Im Innern desselben befinden sich Klammern zur Unterbringung des Telephons, sowie ein Kurvenblatt mit Eichkurven.

Der geschlossene Apparat ist 29 cm lang, 19 cm hoch und 15 cm breit. Das Gesamtgewicht beträgt ca. 3,5 kg.

Mit besonderer Sorgfalt ist der Kondensator C hergestellt. Die absolute Konstanz bei Temperaturänderung, sowie möglichste Verlustfreiheit bedingte die Verwendung von Glimmer als Dielektrikum.

Die absolute Konstanz der Kapazität wurde durch folgende Anordnung erzielt. Die einzelnen Glimmerplatten werden beiderseits bis zu einem entsprechenden Abstand vom Rande auf chemischem Wege versilbert, und diese absolut fest haftende Silberschicht zwecks besserer Leitung galvanisch verkupfert. Die sonst übliche Staniolfolie zwischen den Platten dient jetzt nur noch als Zuleitung für die eigentlichen Kupferbelegungen, so daß die Kapazität des Kondensators bei Druckänderungen unverändert bleibt.

Die Kopplungsspule ist in 2 getrennte Spulen aufgelöst. Durch diesen Kunstgriff erlangt man an Stelle einer Drehmöglichkeit von 90^0 eine solche von 180^0 und somit doppelte Ablesegenauigkeit. Die beiden Spulen, von denen die eine drehbar in der Spule L_1, die andere fest außerhalb dieser Spule angebracht sind, sind derart geschaltet, daß in der Nullstellung der Drehspule diese der festen Spule entgegenwirkt und somit ein Minimum der Kopplung bewirkt. Steht die Drehspule auf 90^0, d. h. ihre Wicklungsebene senkrecht zu derjenigen der Spule L_1, so ist nur der feste Teil der Spule L_2 wirksam und bei weiterer Drehung auf 180^0 unterstützen sich beide Spulen: die Kopplung ist ein Maximum.

4. Anweisung für den Gebrauch.

Bei Ingebrauchnahme des Apparats wird die zu untersuchende Wechselspannung an die beiden Klemmen K_1 und K_2 (Nx) angelegt. Das Telephon wird in eines der beiden Buchsenpaare TT eingesteckt und der Apparat ist gebrauchsfähig. Im Telephon ist zunächst ein

Digitized by Google

Ton, entsprechend der Frequenz der Wechselstromspannung zu hören. Man dreht nun den Knopf D so lange, bis ein Tonminimum im Telephon auftritt, eventuell unter Umschaltung des Bereichsschalters. Die der Stellung des Bereichsschalters entsprechende Frequenzteilung gestattet dann ohne weiteres die Frequenz abzulesen. Mit Hilfe der Gradeinteilung und unter Zuhilfenahme des Kurvenblattes läßt sich die Frequenz noch genauer feststellen.

Das Minimum wird sehr scharf sein (der Ton im Telephon verschwindet vollkommen), wenn der zu messende Strom sinusförmig ist. Meistens wird jedoch nur ein Verschwinden des Grundtones wahrnehmbar sein. (Tonminimum.) Die Obertöne bleiben hörbar.

Referate.

W. Schottky, Über Hochvakuumverstärker. Archiv für Elektrotechnik, Bd. VIII, S. 1—31 und S. 299—328, 1919.[1])

Zu dem nachfolgenden Referat schrieb der Autor folgende Vorbemerkung.

Die Untersuchungen, die im folgenden auch dem Leserkreis des Jahrb. d. drahtl. Telegr. in einem Referat des Herrn Dr. Alberti zur Kenntnis gegeben werden, stammen in ihren Hauptzügen bereits aus dem Jahre 1915. In der vorliegenden Form war der 1. Teil im Oktober 1918, der 2. im März und der 3. Anfang Mai 1919 druckfertig. Durch verschiedene Gründe hat sich jedoch die Veröffentlichung verzögert, und zwar sowohl der Erstdruck im Arch. f. Elektrotechnik (Bd. VIII, S. 1, 1919), als auch das Referat innerhalb des großen Programms in diesem Jahrbuch (vgl. Bd. 14, S. 2, 1919), das auf M. Wien zurückgeht. Hierdurch und durch einen zweiten ähnlichen Vorgang kommt es, daß die drei Autoren, die während des Krieges in Deutschland hauptsächlich die Theorie der Vakuumverstärker entwickelt haben, hier nicht nach dem Entstehungsdatum ihrer Untersuchungen zu Worte kommen[2]) (zeitliche Folge: W. Schottky, H. Rukop, H. Barkhausen), sondern in umgekehrter Reihenfolge.

---

1) In dem vorliegenden Referat sind im Einverständnis mit dem Verfasser die meisten Bezeichnungen im Sinne des Barkhausenschen Vorschlages abgeändert.

2) Vgl. dazu die historischen Schlußausführungen der Originalarbeit (am Schluß des 3. Teils).

Digitized by Google

Dies mag von verschiedenen Standpunkten aus als unzweckmäßig oder bedauerlich erscheinen; für den Leser möchte ich diese Reihenfolge entschieden für die glücklichste halten. Insbesondere glaube ich, daß es nur von Vorteil sein kann, wenn der Leser sich vor dem Studium meiner Arbeit mit dem ersten Teil der Barkhausenschen Veröffentlichung[1]) gründlich bekannt gemacht hat, deren Thema sich dem äußeren Umfange nach ziemlich genau mit meiner Arbeit deckt. Die hauptsächlichsten Gesetze der Vakuumverstärker, die ungefähren Beziehungen und ihre ungefähren Ableitungen sind dort in pädagogisch recht glücklicher Form zusammengestellt, während es mir mehr darauf ankam, das Bekannte so kurz wie möglich, das Unbekannte unter genau angegebenen Voraussetzungen und Beschränkungen jedoch in möglichster Strenge und Vollständigkeit[2]) zu behandeln. So, glaube ich, wird nicht nur meine Arbeit die Barkhausensche, sondern auch jene Arbeit die meinige ergänzen.

Die Ausführungen gliedern sich in drei Abschnitte. Der erste enthält nur solche Betrachtungen und Sätze, die sich ohne jede nähere Kenntnis der inneren Eigenschaften der Verstärkerröhre entwickeln lassen. Eine innere Eigenschaft der Verstärkerröhren wird allerdings bereits vorausgesetzt: der vom Gitter aufgenommene Strom soll in allen Fällen so klein sein, daß er gegenüber allen übrigen vor und hinter der Verstärkerröhre fließenden Strömen vernachlässigt werden kann. Diese Bedingung ist bei den für die Technik wichtigsten „Hochvakuumverstärkerröhren mit negativem Gitterpotential“ erfüllt.

Die Darlegungen des zweiten Abschnittes beziehen sich auf die sogenannten inneren Eigenschaften der Verstärkerröhre. Im dritten Abschnitt wird gezeigt, wie die Eigenschaften der gewöhnlichen Verstärker durch Hinzufügung von weiteren Elektroden zu verbessern sind.

1. Teil.

Äußere Eigenschaften der Hochvakuumverstärker.

I. Allgemeines. Das Gitter in den Hochvakuum-Glühkathodenröhren einer Verstärkerschaltung pflegt negativ gegen die Kathode aufgeladen zu sein; es stößt deshalb alle von der Kathode ausgehenden Elektronen ab, nimmt also keine negative Ladung auf; positive Teilchen

1) H. Barkhausen, Die Vakuumröhre und ihre technischen Anwendungen. Dieses Jahrbuch Bd. 14, S. 27, 1919.

2) Dies bezieht sich nur auf die inneren Eigenschaften der Verstärkerröhren.

Digitized by Google

sind bei dem hohen Vakuum nur in ganz verschwindender Zahl vorhanden, so daß das Gitter praktisch vollkommen stromlos ist. Der Eingangskreis ist als offener Stromkreis zu betrachten und es sind deshalb auch keinerlei Rückwirkungen von dem Endkreis auf ihn in Betracht zu ziehen.

Es kann also die Spannungsschwankung am Gitter, die wir mit Δe_g bezeichnen wollen, als unabhängig von der Röhre gegeben angesehen werden. Die einzige Aufgabe, die gelöst werden muß, ist danach folgende: Wie ist die Änderung des Anodenstroms von der Spannungsschwankung im Eingangskreis, d. h. am Gitter und im Endkreis, d. h. an der Anode abhängig? Auf diese Frage läßt sich eine ganz einfache formale Antwort geben. Die in der Röhre fließenden Ströme sind wegen der verschwindenden Wärmeträgheit der Elektronen für alle in der Technik vorkommenden Änderungsgeschwindigkeiten durch die momentanen Spannungen an Gitter und Anode vollkommen bestimmt. Der Anodenstrom i_a ist also eine Funktion des Gitterpotentials e_g und des Anodenpotentials e_a

$$i_a = f(e_g, e_a)$$

So lange nun nur kleine Änderungen von i_a, e_g und e_a in Betracht gezogen werden, kann man setzen:

$$\Delta i_a = \frac{\partial i_a}{\partial e_g} \Delta e_g + \frac{\partial i_a}{\partial e_a} \Delta e_a \qquad (1)$$

Damit ist die Frage beantwortet, und man sieht zugleich, daß in alle Rechnungen mit Verstärkerröhren 2 charakteristische Größen eingehen, die ihrerseits durch die Konstruktion der Röhre und die angewandten Betriebsspannungen vollkommen bestimmt sind: die Größen $\frac{\partial i_a}{\partial e_g}$ und $\frac{\partial i_a}{\partial e_a}$. Diese Größen können bei allen Wechselstromrechnungen, bei denen die Verstärkerröhre nicht „überschrieen" wird, als Konstanten angenommen werden. Verfasser wählt für diese Konstanten, die mit S und s bezeichnet seien, die Namen „Gitterabhängigkeit (oder -empfindlichkeit) des Anodenstromes" und „Anodenabhängigkeit (oder -empfindlichkeit) des Anodenstromes"; man mißt diese Größen, indem man einmal die Variation des Anodenstromes mit dem Gitterpotential bei konstantem Anodenpotential und dann die Variation des Anodenstromes mit dem Anodenpotential bei konstantem Gitterpotential untersucht.

Die Formel 1 läßt nun noch eine sehr einfache und anschauliche Deutung zu. Schreibt man sie in der Form:

Digitized by Google

$$-\Delta e_a = \frac{S}{s}\Delta e_g - \frac{1}{s}\Delta i_a \tag{2}$$

so wird die Analogie mit einem Generator evident, welcher die E. M. K. $\frac{S}{s}\Delta e_g$, die Klemmenspannung $-\Delta e_a$ und den inneren Widerstand $\frac{1}{s}$ besitzt. Daß bei der angenommenen Identifizierung von E. M. K. und innerem Widerstande $-\Delta e_a$ nicht Δe_a selbst als Klemmspannung auftritt, hat seinen Grund darin, daß in dem Stromkreis außerhalb des Rohres Anode und Kathode ihre Rollen vertauschen.

Der innere Widerstand $\frac{1}{s}$ besitzt keinen komplexen Charakter, sondern ist vollkommen reell.

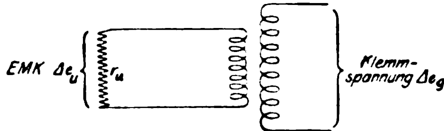


Fig. 1.

2. Die Verstärkungsformel. Der soeben gefundene Satz gestattet eine sehr einfache Berechnung der von der Verstärkerröhre abgegebenen Leistung, falls ein beliebiger (z. B. bei Wechselstromvorgängen komplexer) Widerstand an den Anodenkreis angeschlossen wird.

Vorerst werde jedoch angenommen, daß im Anodenkreis die Verhältnisse so günstig als möglich gewählt sind. Dies wird zufolge dem gefundenen Satz dann der Fall sein, wenn der an die Anode angeschlossene äußere Widerstand ein Ohmscher Widerstand gleich dem inneren Widerstand $\frac{1}{s}$ ist. Ein Generator mit der E. M. K. E gibt in solchem Falle die Leistung

$$\frac{E^2}{4\,R_i}$$

ab; es ist also die der Verstärkerröhre entnommene Leistung:

$$N = \frac{\left(\frac{S}{s}\Delta e_g\right)^2}{4\cdot\frac{1}{s}} = \frac{S^2}{4\,s}\cdot\Delta e_g^{\,2} \tag{3}$$

Da, wie wir in § 1 sahen, die Spannungsschwankung Δe_g am Gitter der Röhre von den Röhreneigenschaften vollständig unabhängig

Digitized by Google

ist. verhält sich bei verschiedenen Röhren die Endleistung und damit die Energieverstärkung ebenso wie der Quotient $\frac{S^2}{s}$ bei verschiedenen Röhren. Gemessen wird gewöhnlich nicht die Energieverstärkung, sondern die „lineare Verstärkung" α, die als Wurzel aus der Energieverstärkung zu definieren ist. Soweit die Röhreneigenschaften in Frage kommen, ist die lineare Verstärkung einer Röhre also bestimmt durch den Ausdruck

$$\frac{S}{\sqrt{s}} = \sqrt{\frac{S^2}{s}} = \sqrt{S \cdot \frac{S}{s}}$$

Bezeichnen wir das Verhältnis $\frac{S}{s}$ der Gitterempfindlichkeit des Anodenstromes zur Anodenempfindlichkeit des Anodenstromes vorläufig als „Empfindlichkeitsverhältnis", so ergibt sich demnach der Satz:

„Die lineare Verstärkung einer Röhre ist proportional der Wurzel aus dem Produkt von Gitterabhängigkeit des Anodenstromes S und Empfindlichkeitsverhältnis $\frac{S}{s}$."

Auf diese Weise erhalten wir jedoch nur einen Vergleich der Verstärkung verschiedener Röhren; es bleibt die Frage nach der absoluten Größe der Energieverstärkung oder linearen Verstärkung in einer gegebenen Schaltung. Um diese Frage zu beantworten, hat man die durch (3) gegebene Endleistung mit der an der Primärseite der Röhre zugeführten Anfangsleistung N_0 in Beziehung zu setzen. Hier treten jedoch einige begriffliche Schwierigkeiten auf. Würde als Anfangsleistung diejenige Leistung bezeichnet, die an den Gitterkreis der Röhre abgegeben wird, so wäre wegen des verschwindenden Gitterstromes die Verstärkung jeder Röhre fast unendlich groß; jedenfalls würde auf diese Weise die Endleistung zu einer Größe in Beziehung gesetzt, die unter den tatsächlichen Verhältnissen gar keine Rolle spielt. Da es sich nun in den meisten Verstärkerschaltungen um eine Wechselstromverstärkung handelt und, um am Gitter der Verstärkerröhre möglichst hohe Spannungsschwankungen zu erzielen, ein „Vorübertrager" verwendet wird, so wäre die nächstliegende Definition der Anfangsleistung diejenige, die die Anfangsleistung gleich der in die Primärseite des Vorübertragers hineingeschickten Energie setzt (Barkhausen). Diese Leistung würde dann als Verlustleistung eines unbelasteten Übertragers zu deuten sein und würde von der Dämpfung des Übertragers abhängen. Auch diese Definition der Anfangsleistung

Digitized by Google

wird jedoch den tatsächlichen Verhältnissen nicht gerecht; die Dämpfung des Vorübertragers spielt bei den meisten Verstärkerschaltungen eine viel geringere Rolle als seine Anpassung an die Primärleitung, und zwar kommt hierbei meist ein größeres Frequenzgebiet in Betracht. Verfasser führt folgende Überlegung durch: Die Primärleitung kann ebenfalls als ein Generator mit einer gewissen Spannungsamplitude Δe_u und einem inneren Scheinwiderstand (Charakteristik) $\mathfrak{R}_u$ aufgefaßt werden. Als „unverstärkte Leistung" oder Anfangsleistung wird man dann zweckmäßig diejenige Leistung bezeichnen, die einem solchen Generator maximal entnommen werden kann. Man vergleicht

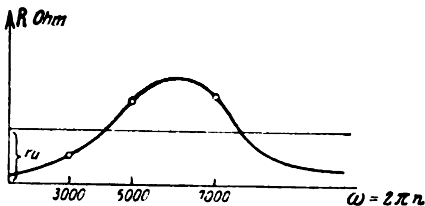


Fig. 2.

auf diese Weise die Endleistung hinter der Verstärkerschaltung mit der von einem Apparat aufgenommenen Leistung, welcher (für alle Frequenzen) an die Primärleitung ideal angepaßt ist. Dies unterliegt allerdings insofern gewissen Bedenken, als es in der Natur des Endapparates liegen kann, daß der Scheinwiderstand eine andere Frequenzabhängigkeit besitzt als die günstigste Anpassung an die Leitung verlangt (z. B. Telephon und Freileitung). Infolgedessen wird man bei der Messung der Verstärkung versuchen, die etwaigen Verluste, die durch diese Verschiedenheit der Charakteristiken bedingt sind, nicht zugunsten oder zuungunsten der Verstärkerschaltung zu buchen; es gelingt dies, indem man sich außer der Schaltung mit Verstärker auch die Schaltung mit verstärkerlosem Anschluß des Endapparates an die Primärleitung bei bester Anpassung für das gewünschte Frequenzgebiet herstellt und als Vergleichsleistung nicht die maximal abgebbare, sondern die wirklich von dem Endapparat ohne Verstärkung aufgenommene Leistung benutzt[1]. Für die Berechnung der Verstärkung ist jedoch zweckmäßiger, eine Anfangsleistung einzuführen, die nicht die Eigenschaften des Endapparates mit enthält, sondern

1) Dies würde einer auch z. B. von Vallauri angegebenen Definition entsprechen.

Digitized by Google

durch die Eigenschaften der Primärleitung vollkommen bestimmt ist; die Verbindung mit der der Messung zugrunde liegenden Definition der Verstärkung läßt sich dann ohne weiteres erreichen. indem man die wirklich von dem Endapparat ohne Verstärkung aufgenommene Leistung zu der bei jeder Frequenz maximal von der Primärleitung abgebbaren Leistung in Beziehung setzt.

Beschränken wir uns wieder auf den einfachsten und in der Praxis am meisten in Betracht kommenden Fall, daß die Charakteristik der Primärleitung als Ohmscher Widerstand r_u betrachtet werden kann, so ist die von der Primärleitung maximal abgebbare Leistung

$$N_0 = \frac{\Delta e_u^2}{4 r_u}$$

Nach der Definition Schottkys ist also die Energieverstärkung der Schaltung

$$\frac{N}{N_0} = \frac{\frac{S^2}{4 s} \cdot \Delta e_g^2}{\frac{\Delta e_u^2}{4 r_u}} = \frac{S^2 \Delta e_g^2}{s \Delta e_u^2 / r_u} \tag{4}$$

oder die lineare Verstärkung

$$\alpha = \sqrt{\frac{S^2}{s}} \cdot \frac{\Delta e_g}{\Delta e_u / \sqrt{r_u}} \tag{5}$$

So zerfällt die Berechnung der Verstärkung in 2 Aufgaben; die eine ist gelöst, wenn die charakteristischen Größen S und s der Röhre unter den betreffenden Betriebsbedingungen (Potential, Heizstrom) bekannt sind, die andere bezieht sich auf die Berechnung des Faktors $\frac{\Delta e_g}{\Delta e_u / \sqrt{r_u}}$ und hat nur mit den außerhalb (und zwar vor) der Röhre liegenden Schaltelementen zu tun.

Der für die Röhre charakteristische Teil der Verstärkung in Gleichnng (5), $\sqrt{\frac{S^2}{s}}$, hat nicht, wie die Verstärkung haben muß, die Dimension einer reinen Zahl, sondern es fehlt eine Größe von der Dimension der Wurzel aus einem Widerstand. Entsprechend nimmt dem anderen Faktor

$$F = \frac{\Delta e_g}{\Delta e_u / \sqrt{r_u}}$$

Digitized by Google

die $\sqrt{r_u}$ seinen Charakter als Verhältniszahl[1]). Schottky führt deshalb als „Röhrenverstärkung“ α_R den Ausdruck

$$\alpha_R = \sqrt{\frac{S^2}{s}} \cdot F_0$$

ein, wobei F_0 eine Konstante ist und dem Durchschnittswert der F-Werte in den gebräuchlichen Schaltungen entsprechen soll. Für die allgemeine lineare Verstärkung α ist dann zu schreiben:

$$\alpha = \alpha_R \cdot \frac{F}{F_0}$$

man kann so alle Abweichungen der wirklichen Verstärkung von der normalen in dem Quotienten $\frac{F}{F_0}$ zum Ausdruck gebracht denken, der gewissermaßen die Abweichung der benutzten Schaltelemente (beispiels-

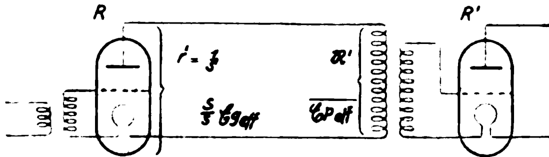


Fig. 3.

weise Übertrager) oder der benutzten Frequenzen von den zugrunde gelegten Normalverhältnissen mißt.

Der Mittelwert von F innerhalb einer Frequenzoktave, der im Gebiet der Tonfrequenzen (ca. $n = 1000$) mit guten Übertragern bei richtiger Anpassung zu erreichen ist, hat die Größenordnung

$$F_0 = 10^3\,(\mathrm{Ohm})^{1/2}.$$

Dies empirische Resultat benutzend, bezeichnet Schottky als normale Röhrenverstärkung den Ausdruck

$$\alpha_R = \sqrt{\frac{S^2}{s} \cdot 10^3} = \sqrt{S \cdot 10^6 \frac{S}{s}} \qquad (6)$$

$S \cdot 10^6$ ist der in Mikroampere (10^{-6} Amp.) gemessene Anstieg des Anodenstromes pro Volt Gitterspannung.

„Die normale Röhrenverstärkung α_R ist also gleich der Wurzel aus der in Mikroampere gemessenen Gitterabhängig-

1) Dies hängt mit dem Fehlen eines Gitterstromes zusammen.

Digitized by Google

keit S des Anodenstromes, multipliziert mit dem Empfindlichkeitsverhältnis $\frac{S}{s}$."

3. Übertragerschaltungen. Die Verstärker werden in Verbindung mit Kreisen von sehr verschiedenem inneren Widerstand benutzt. Es spielt deshalb in derartigen Schaltungen der Übertrager eine ebenso wichtige Rolle wie die Verstärkerröhre.

Schottky untersucht zunächst den Vorübertrager. Nach dem am Schluß des vorigen Paragraphen gefundenen Satz besteht hier die Aufgabe darin, den Faktor

$$F = \frac{\Delta e_g}{\Delta e_u / \sqrt{r_u}}$$

so groß als möglich zu machen.

Da die Röhre im Gitterkreis keinen Strom verbraucht, so hat man einen unbelasteten Übertrager vor sich, dessen Primärseite mit einem Widerstand r_u in Reihe liegt, und die Aufgabe besteht darin, die Eigenschaften und Windungszahlen des Übertragers so zu wählen, daß durch eine in r_u wirksame E. M. K. möglichst hohe Spannungsschwankungen an der unbelasteten Sekundärseite hervorgerufen werden. Es ist bekannt, daß man zu diesem Zweck die Sekundärwindungszahl möglichst hoch zu wählen hat. Die Erfahrung hat jedoch gezeigt, daß für eine gegebene Frequenz die Verstärkung mit Erhöhung der Sekundärwindungen nicht unbegrenzt steigt, sondern von einer gewissen Windungszahl an wieder abnimmt. Der Grund liegt in der Eigenkapazität der Sekundärspule und der Zuleitungen sowie der angeschlossenen Gitterelektrode. Diese Kapazität bedeutet einen Nebenschluß und bei noch weiter gesteigerter Windungszahl schließlich einen Kurzschluß der Selbstinduktion der Sekundärspule, und so kommt es, daß für die Verstärkung einer bestimmten Frequenz nicht unendlich hohe Windungszahlen am Vorübertrager am günstigsten sind, sondern eine Windungszahl, die ungefähr so groß ist, daß die Eigenschwingung der Sekundärspule in das zu verstärkende Frequenzgebiet fällt.

Eine ziemlich weitgehende rechnerische Durchführung dieser Aufgabe findet sich bei Holm (Arch. f. Elektrot. 1917, S. 114—133). Er findet, daß für eine bestimmte Frequenz das Optimum der Wirkung nicht bei derjenigen sekundären Windungszahl erreicht ist, die die Eigenschwingung der Spule auf diese Frequenz bringt, sondern erst bei einer recht beträchtlich höheren Windungszahl. Der Einfluß der Dämpfung der Übertrager durch die Gehäuse, der Zuleitungen

Digitized by Google

usw. macht jedoch die Anwendung exakter Formeln in der Praxis unmöglich; Verfasser benutzt deshalb neben einigen einfachen Regeln eine empirische Impedanzkurve der Übertrager, aus der ihre Eigenschaften in der Verstärkerschaltung ziemlich vollständig hervorgehen.

Bei Wechselstrombeziehungen interessiert nicht die momentane Abweichung der Spannungen e_u und e_g vom Normalzustand, sondern hauptsächlich das Verhältnis der Energiemittelwerte. Wird dieses Verhältnis gebildet, so ergibt sich eine ganz gleiche Formel wie 5,

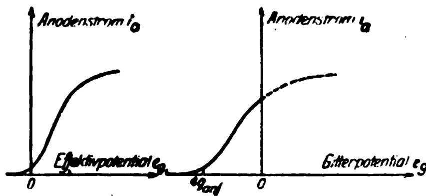


Fig. 4a u. b.

nur sind statt Δe_g und Δe_u die Effektivwerte der Gitterspannung und der E. M. K. in der ankommenden Leitung zu setzen. Führt man die Bezeichnungen ein:

$$\Delta e_{u\,\mathrm{eff}} = \mathfrak{E}_{u\,\mathrm{eff}}$$
$$\Delta e_{g\,\mathrm{eff}} = \mathfrak{E}_{g\,\mathrm{eff}}$$

und die effektive Klemmspannung an der Primärseite des Vorübertragers

$$\mathfrak{E}_{p\,\mathrm{eff}},$$

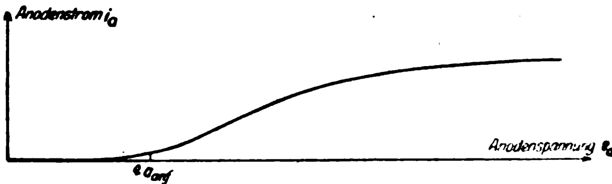


Fig. 4c.

dann wird der Faktor F

$$F = \frac{\mathfrak{E}_{g\,\mathrm{eff}}}{\mathfrak{E}_{u\,\mathrm{eff}}} \cdot \sqrt{r_u} = \frac{\mathfrak{E}_{g\,\mathrm{eff}}}{\mathfrak{E}_{p\,\mathrm{eff}}} \cdot \frac{\mathfrak{E}_{p\,\mathrm{eff}}}{\mathfrak{E}_{u\,\mathrm{eff}}} \sqrt{r_u} \qquad (7)$$

Dieser Ausdruck ist demnach für die Verstärkung und die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung maßgebend.

Digitized by Google

Nun ist bei einem unbelasteten Übertrager mit fester Kopplung das Verhältnis der effektiven Spannung primär und sekundär

$$\mathfrak{E}_{g\,\mathrm{eff}} : \mathfrak{E}_{p\,\mathrm{eff}}$$

in der Nähe der Eigenschwingung in einem weiten Frequenzbereich nahe gleich dem Verhältnis der Sekundärwindungen zu den Primärwindungen

$$\frac{\mathfrak{E}_{g\,\mathrm{eff}}}{\mathfrak{E}_{p\,\mathrm{eff}}} = n$$

Ferner ist, wenn $\mathfrak{R}$ den Vektorwert, R den absoluten Betrag des Scheinwiderstandes des (unbelasteten) Vorübertragers auf der Primärseite bedeutet

$$\frac{\mathfrak{E}_{p\,\mathrm{eff}}}{\mathfrak{E}_{u\,\mathrm{eff}}} = \frac{R}{|r_u + \mathfrak{R}|}$$

Also

$$F = n \frac{R}{|r_u + \mathfrak{R}|} \sqrt{r_u} \tag{8}$$

Bei gegebenem Windungsverhältnis ist also der Faktor F und damit die lineare Verstärkung im wesentlichen durch das Verhältnis $\frac{R}{|r_u + \mathfrak{R}|}$ in seiner Abhängigkeit von der Frequenz bestimmt. Zur Bestimmung von $\mathfrak{R}$ und R dient eine „Impedanzmessung“ bei einigen der für die Verstärkung in Betracht kommenden Frequenzen; meist reicht schon die Messung bei drei Frequenzen aus, von denen die erste zweckmäßig unterhalb, die dritte oberhalb der Eigenschwingung des Vorübertragers liegen wird. Man erhält so, indem man noch die Lage des Maximums aus dem Gang der Phasenwinkel interpoliert, eine hinreichend genaue „Impedanzkurve“ (Abb. 2).

Wird in diese Kurve noch der frequenzunabhängige Wert r_u des äußeren Widerstandes eingetragen, so hat man ein anschauliches und ziemlich vollständiges Bild des Ganges der Verstärkung mit der Frequenz. Es genügt zu wissen, daß bei $R = r_u$ der Faktor $\frac{R}{|r_u + \mathfrak{R}|}$ ungefähr $= \frac{1}{2}$ ist und sich bei höheren Werten von R höchstens bis 1 vergrößern kann; unterhalb $R = r_u$ sinkt der Faktor zunächst langsam, für kleine R aber schließlich wie $\frac{R}{r_u}$. Der Phasenwinkel spielt eine verhältnismäßig geringe Rolle, die sich durch eine einfache geometrische Konstruktion noch berücksichtigen läßt.

Digitized by Google

Aus diesen Betrachtungen geht z. B. hervor, daß eine scharfe Selektivität noch nicht allein durch ein scharfes Maximum der Impedanzkurve zu erzielen ist, sondern die Impedanzwerte müssen auch in der Nähe der Eigenschwingung sehr bald unter den Wert r_u abfallen, da für $R > r_u$ eine Änderung der Impedanz nur noch geringen Einfluß hat. Umgekehrt wird bei einer Spule, die eine möglichst frequenzunabhängige Verstärkung geben soll, nur dafür zu sorgen sein, daß an den Grenzen des gewünschten Frequenzgebietes die Impedanz nicht allzu stark unter den Wert r_u sinkt, wobei dann aber in der Mitte

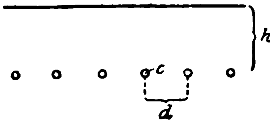


Fig. 5.

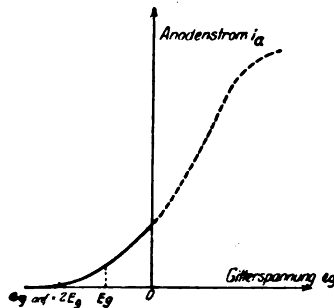


Fig. 6.

die Erhebung der Impedanzkurve über r_u hinaus nur noch eine geringe Rolle spielt, so daß es z. B. keinen Nutzen bringt, Spulen mit besonders hoher Zeitkonstante zu verwenden.

Zur Beantwortung der Frage, wie die primäre Windungszahl zu bemessen ist, um den größten Absolutwert der Verstärkung zu erhalten, stellt Verfasser folgende Betrachtung an: In der Nähe der Eigenschwingung der Sekundärspule ändert sich bei fester Kopplung die primäre Impedanz quadratisch mit der primären Windungszahl N_1. Die Phase von $\mathfrak{R}$ kann $= 0$, $\mathfrak{R} = R$ gesetzt werden.

Also:

$$\mathfrak{R} = R = N_1^2 a$$

wobei a eine Konstante ist. Ferner ist

$$u = \frac{N_2}{N_1}$$

Nach Gl. 8 ist also

$$F = \frac{N_2}{N_1} \frac{a N_1^2}{r_u + a N_1^2} \sqrt{r_u} = N_2 \sqrt{r_u} \frac{a N_1}{r_u + a N_1^2} \qquad (9)$$

Dieser Ausdruck hat ein Maximum, wenn

Digitized by Google

$$a\,N_1^2 = r_u \text{ ist, also}$$
$$R = r_u$$

Es gilt also auch für einen unbelasteten Übertrager eine entsprechende Regel wie für einen belasteten; die maximale Spannungsschwankung an der Sekundärseite wird erreicht, wenn die Windungszahlen der Primärseite so bemessen sind, daß der Scheinwiderstand der Primärseite gleich dem äußeren Widerstand ist.

Der Zwischenübertrager. Die Theorie des Zwischenübertragers läßt sich sehr einfach auf die des Vorübertragers zurückführen, wenn man an Stelle des Ohmschen Widerstandes r_u der ankommenden Leitung den inneren Anodenwiderstand des vorangehenden Rohres $\frac{1}{s}$ in die Gleichungen einführt. An Stelle der E. M. K. Δe_u tritt hierbei zufolge Gl. 2, § 1, die E. M. K. im vorangehenden Rohre, $\frac{S}{s} \Delta e_g$ bezw. die effektive E. M, K. $\frac{S}{s} \mathfrak{E}_{g\,\mathrm{eff}}$.

Die Verstärkung eines Rohres R', welches hinter einem Rohre R liegt, ergibt sich also zu:

$$\left.\begin{aligned}\alpha' &= F' \frac{S'}{\sqrt{s'}}\\ &= \frac{\mathfrak{E}'_{g\,\mathrm{eff}}}{\mathfrak{E}'_{u\,\mathrm{eff}}} \sqrt{r'} \frac{S'}{\sqrt{s'}} \quad \frac{\mathfrak{E}'_{g\,\mathrm{eff}}}{\mathfrak{E}_{g\,\mathrm{eff}} \frac{S}{s}} \sqrt{\frac{1}{s}} \frac{S'}{\sqrt{s'}}\\ \alpha' &= \frac{\mathfrak{E}'_{g\,\mathrm{eff}}}{\mathfrak{E}_{g\,\mathrm{eff}}} \frac{\sqrt{s}}{S} \frac{S'}{\sqrt{s'}}\end{aligned}\right\} \tag{10}$$

Als Endenergie ist hierbei die maximal von dem Rohr R', als Anfangsenergie die maximal von dem Rohr R abgebbare Energie betrachtet. Hält man für alle innerhalb der Kaskade liegenden Rohre an der von Schottky angenommenen Definition der Verstärkung fest, indem man zugleich die Endenergie, wie in Formel 5 geschehen, als maximale (d. h. bei bester Anpassung) hinter einem Rohre zu entnehmende Energie definiert, so fällt bei Berechnung der linearen Verstärkung der ganzen Kaskade tatsächlich, wie es sein muß, die Verstärkung der einzelnen Rohre aus der Berechnung heraus, wenn man die Verstärkung der einzelnen Rohre miteinander multipliziert, und es bleibt schließlich nur noch das Verhältnis der Endenergie hinter

Digitized by Google

dem letzten Rohr zu der maximalen von der Primärleitung abgebbaren Anfangsenergie übrig.

Wir können also die Formel

$$\alpha' = F' \frac{S'}{\sqrt{s'}}$$

für jedes innerhalb der Kaskade liegende Rohr, unabhängig von speziellen Voraussetzungen über die Meßmethode, als gültig ansehen. Eine Umformung entsprechend Gl. 8 ergibt

$$\alpha' = n' \frac{R'}{\left|\frac{1}{s} + \mathfrak{R}'\right|} \sqrt{\frac{1}{s}} \frac{S'}{\sqrt{s'}}$$

Die Theorie des Zwischenübertragers ist also mit der des an einem Ohmschen Widerstand angeschlossenen Vorübertragers identisch. Eine Besonderheit des Zwischenübertragers liegt nur darin, daß es sich, entsprechend dem geringen Strom in den Entladungsröhren, um die Anpassung an sehr hohe Widerstände, von der Größenordnung von 10^5 bis über 10^6 Ohm handelt. Es kann hierbei der Fall eintreten, daß es wegen der Eigenkapazität der Spulen gar nicht möglich ist, die Impedanz R' ebenso groß oder größer als den inneren Widerstand $\frac{1}{s}$ des vorhergehenden Rohres zu machen, was für die Frequenzabhängigkeit besondere Verhältnisse schafft.

Der Endübertrager. Falls der an den Verstärker angeschlossene Endapparat sich nicht wesentlich von einem Ohmschen Widerstand unterscheidet, fällt dem Endübertrager nur die Aufgabe zu, von einem Ohmschen Widerstand auf einen anderen, in der Regel kleineren Widerstand zu transformieren, und zwar handelt es sich meist um kleine Ströme und kleine Energien. Ist die Impedanz des mit dem Endapparat belasteten Endübertragers, von der Röhrenseite aus gemessen, nicht ebenso groß wie der innere Widerstand des Rohres, so ist die der Schaltung entnommene Endenergie N nicht durch Formel 3 gegeben, sondern, wenn $\mathfrak{Y}$ die komplexe Impedanz des belasteten Nachübertragers, von der Röhrenseite aus gemessen, bedeutet

$$N = \left(\frac{S}{s} \Delta e_g\right)^2 \frac{H}{\left|\mathfrak{Y} + \frac{1}{s}\right|^2} \qquad (11)$$

(H = reelle Komponente von $\mathfrak{Y}$.)

Digitized by Google

Bem. d. Ref.: N ist die Endenergie abgesehen von den Verlusten im Endübertrager.

Die Verstärkungsformel wird demnach allgemeiner

$$\frac{N}{N^0} = \frac{\frac{S^2}{s^2} \Delta e_g^{\,2} \cdot \frac{H}{\left(\mathfrak{Y} + \frac{1}{s}\right)^2}}{\frac{\Delta e_u^{\,2}}{4\, r_u}}$$

und an Stelle von 5 tritt:

$$\alpha = \frac{S}{s} \cdot \frac{\Delta e_g}{\Delta e_u / \sqrt{r_u}} \cdot \frac{2\sqrt{H}}{\mathfrak{Y} + \frac{1}{s}} \qquad (12)$$

Die allgemeine Verstärkungsformel einer vielfachen Übertragerschaltung. Die Verstärkung einer Kaskade von ν-Röhren ist gegeben durch

$$A = \alpha\, \alpha'\, \alpha'' \ldots \alpha^{(\nu - 1)}\, \alpha^{(\nu)}$$

wobei die Größen α die in der besprochenen Weise definierten Einzelverstärkungen jeder Röhre bedeuten.

Nach den Formeln 3, 8, 10, 12 ist also, wenn man noch möglichst vereinfacht

$$\begin{aligned} A = \; & n \sqrt{r_u}\, \frac{R}{\mathfrak{R} + r_u} \cdot \frac{S}{s} \\ & \times n' \frac{R}{\mathfrak{R}' + \frac{1}{s}} \cdot \frac{S'}{s'} \\ & \times n'' \frac{R''}{\mathfrak{R}'' + \frac{1}{s'}} \cdot \frac{S''}{s''} \\ & \ldots\ldots\ldots\ldots \\ & \times n^{(\nu)} \frac{R^{(\nu)}}{\mathfrak{R}^{(\nu)} + \frac{1}{s^{(\nu - 1)}}} \cdot \frac{S^{(\nu)}}{s^{(\nu)}} \cdot \frac{2\sqrt{H}}{\mathfrak{Y} + \frac{1}{s^{(\nu)}}} \end{aligned} \qquad (13)$$

Diese Gleichung ist in noch strengerem Maße als bisher angenommen gültig, wenn unter n nicht das Verhältnis der Windungszahlen, sondern das ebenfalls empirisch gemessene Verhältnis der Klemmspannungen primär und sekundär an dem unbelasteten Vorübertrager oder den Zwischenübertragern verstanden wird. (Fortsetzung folgt.)

E. Alberti.

Digitized by Google

J. Wallot, Der senkrechte Durchgang elektromagnetischer Wellen durch eine Schicht räumlich veränderlicher Dielektrizitätskonstante (Ann. d. Phys. **60**, S. 734—762, 1919). — Zwischen zwei Medien konstanter Dielektrizitätskonstante befindet sich eine Schicht veränderlicher Dielektrizitätskonstante. Für die Rechnung ist angenommen, daß sich bei beliebiger Schichtdicke die Dielektrizitätskonstante in der Fortpflanzungsrichtung der Wellen nach einer Potenzreihe oder Exponentialfunktion ändert. Im allgemeinen tritt eine partielle Reflexion auf. Die Schwächung der Wellen wird erst merklich, wenn die Dicke der Übergangsschicht mit der Wellenlänge vergleichbar ist. Mit abnehmender Schichtdicke nimmt die Schwächung zu bis zu dem durch die Fresnelschen Formeln gegebenen Maximalwert der Reflexion. Bei einer Übergangsschicht, die dicker ist als $^1/_{100}\ \lambda$, werden die Formeln mit einer Genauigkeit von etwa 1 $^0/_0$ gelten.
Lü.

J. A. Willoughby und **P. D. Lowell,** Entwicklung von Luftrahmen für radioelektrische Verbindung unter Wasser (Physical Review **14**, S. 193—194, 1919[1]). — Die Rahmenanordnung besteht aus zwei isolierten Drähten, die an den Enden eines Unterseebootes geerdet sind und über entsprechende Stützen zur Brücke und von dort zum Empfänger geführt werden. Der Rahmen ist unter allen Umständen wirkungsvoller als ein normaler Luftdraht, so setzt der Empfang auch beim Tauchen nicht aus. Im getauchten U-Boot konnte eine Station in Europa oder Nordamerika ebenso deutlich empfangen werden, wie an der Oberfläche. Beim Empfang kürzerer Wellen muß der oberste Teil der Schleife in der Nähe der Wasseroberfläche bleiben; dagegen ist bei 10 000 m Wellenlänge noch Empfang möglich, wenn der oberste Schleifenteil 7 m unter Wasser ist. Mit dieser Anordnung konnten Signale von einem vollkommen getauchten Boot auf 16 bis 20 km Entfernung gesandt werden. Die Reichweite fällt aber bei kürzerer Wellenlänge, z. B. $\lambda = 952$ m auf 3—5 km, wenn der oberste Schleifenteil 2,5—3 m unter Wasser ist. Das Untertauchen des U-Bootes beim Empfangen und Senden ändert die Wellenlänge nicht. Bei Überwasserfahrt kann man mit dieser Anordnung und einer 1 KW.-Funken-Sendestation unter ungünstigen Bedingungen Reichweiten von 160 km erzielen. Die Schleifenantenne kann auch für den Richtungsempfang benutzt werden.
Lü.

R. A. Fessenden, Der Fessenden-Pelorus (Richtungstele-

1) Nach The Radio Review **1**, S. 155—156, 1919.

Digitized by Google

graphie), eine Warnung bei seinem Gebrauch (The Electrician **83**, S. 719—721, 1919). — Die Methoden zur Feststellung der Richtung elektromagnetischer Wellen werden kurz gestreift. Hervorgehoben wird, daß mit diesen Richtungsempfängern manchmal beträchtliche Abweichungen von der wahren Richtung festgestellt werden. Die Ursache liegt darin, daß die Wellen Gebiete berühren, in denen ihre Fortpflanzung mehr oder weniger ungünstig beeinflußt wird. An Land beobachtet man in diesen Gebieten eine lokale Änderung der Leitfähigkeit des Bodens, auch eine Änderung in der Absorption durch die Vegetation. Über See und längs der Küste bewirkt der große Unterschied in der Leitfähigkeit des Seewassers und des sandigen Strandes eine Beugung der Wellen. In gleicher Weise wirkt über See und Land ionisierte Luft. Um trotz der Beugungserscheinungen die wahre Richtung des Sendeortes feststellen zu können, wird mit zwei verschiedenen Wellenlängen z. B. von 1500 m und 3000 m gegeben, denn die kürzeren Wellen werden stärker gebeugt. Aus dem Unterschied zwischen beiden Beobachtungen läßt sich die Größe des Gesamtfehlers ableiten. Zweckmäßig benutzt man hierzu noch eine dritte Wellenlänge. Als Beispiel sind die Peilungen zweier Seestationen wiedergegeben, die eine Woche lang stündlich aufgenommen wurden. Die Abweichungen treten fast ausschließlich nachts auf und liegen meist nach einer Richtung, nämlich nach der Seite, wo die Küste liegt. Wenige, aber teilweise stärkere Abweichungen wurden nach der entgegengesetzten Seite beobachtet. Sie haben in Wolken ionisierter Luft ihre Ursache. Lü.

H. Barkhausen und **K. Kurz**, Die kürzesten, mit Vakuumröhren herstellbaren Wellen (Phys. ZS. **21**, S. 1—6, 1920). — Bei hoher positiver Gitterspannung (bis + 500 Volt) und negativer Anodenspannung (bis — 300 Volt) einer kleinen Schott-Senderröhre treten zwischen Anode und Gitter Schwingungen auf, während ein positiver Anodenstrom fließt. Die Wellenlänge der Schwingungen wurde mit einem Lecherschen Drahtsystem bestimmt; die beiden parallelen Drähte werden dazu direkt an der Anoden- und Gitterklemme befestigt. Durch äußere Kapazitäten und Induktivitäten ist die Wellenlänge kaum beeinflußbar, dagegen erhält man umso kürzere Wellen je größer die Heizstromstärke oder je größer die positive Gitterspannung oder die negative Anodenspannung gewählt wird. Bei einer Schott-M-Röhre von zylindrischer Anordnung der Anode (Durchmesser 3,1 cm) und des Gitters (Durchmesser 0,7 cm) kann die Wellenlänge zwischen 260 cm und 120 cm geändert werden. Das Entstehen dieser Schwingungen wird in der Weise erklärt, daß die aus der Kathode aus-

Digitized by Google

tretenden Elektronen auf das Gitter zufliegen, aber nur zum Teil die dünnen Gitterdrähte treffen, vielmehr größtenteils durch das Gitter auf die Anode zufliegen. Ist diese negativ, so werden die Elektronen abgebremst und auf das Gitter zurückgeworfen, es trifft wieder nur ein Teil der Elektronen die Gitterdrähte, die übrigen fliegen durch das Gitter und werden zusammen mit den neu aus der Kathode austretenden Elektronen auf das Gitter zurückgeworfen usw. Die Elektronen pendeln um das Gitter. „Diese rein mechanische Hin- und Herbewegung der Elektronen bildet die elektrische Eigenschwingung!“ Die auf Grund dieser Überlegung aus den Dimensionen der Röhre und der Spannungen berechneten Wellenlängen sind nur wenig größer als die gemessenen. Die Raumladungen machen sich naturgemäß beim Auftreten von Schwingungen stärker bemerkbar als ohne Schwingungen, da die Elektronen nicht sofort verschwinden. Diese schnellen Schwingungen konnten nur bei zylindrisch-symmetrischen Röhren beobachtet werden, bei denen ein positiver Anodenstrom bei negativer Anode entstehen kann. Formen mit plattenförmigen Elektroden oder hin- und hergehenden Heizfaden sowie Verstärkerröhren mit wenigen dicken Gitterdrähten ergaben keinerlei Schwingungen dieser Art. Die kürzesten mit einer Schott-K-Röhre von 2,1 cm Anodendurchmesser hergestellten Wellen hatten eine Länge von 43 cm.

Mit dieser Anordnung ließen sich leicht die Hertzschen Versuche mit ungedämpften Schwingungen wiederholen, auch für gerichtete Telegraphie und für Telephoniezwecke war sie brauchbar. Die Reichweite betrug für Telegraphie 600 m, für Telephonie 300 m ohne Anwendung von Verstärkern. Bäume und Sträucher zwischen Sender und Empfänger schienen den Empfang zu schwächen. Lü.

Patentschau.

Von **H. Eales.**

Antennenanordnungen, auch auf Flugzeugen und Unterseebooten.

K. P. 310013. Otto Scheller in Berlin-Lichterfelde und C. Lorenz Akt.-Ges. in Berlin. Vom 13. 3. 18 ab (ausgegeben am 7. 10. 19).

1. Durch Kondensatoren unterteilte Schleifenantenne, gekennzeichnet durch eine derartige Verteilung der Kondensatoren längs der Schleife, daß der Kapazitätsschluß nach Erde verringert bzw. beseitigt wird,

Digitized by Google

und der Empfänger an jeder beliebigen Stelle der Schleife eingeschaltet werden kann.

In den Leitern, welche größere Kapazität nach Erde haben, sollen mehr Kondensatoren eingeschaltet werden, als in den Leitern, welche entfernter der Erde liegen, um mit einem Minimum von Kondensatoren auszukommen.

Die Schleife soll in der Mitte zwischen zwei Kondensatoren oder an einem äquivalenten Punkt geerdet werden, um ein Minimum von Spannungsdifferenz der Schleife gegen Erde zu erreichen.

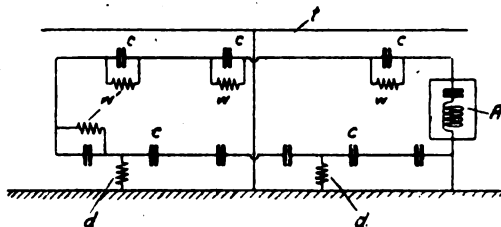


Fig. 1.

Ferner sollen sowohl Kondensatoren durch Drosselspulen überbrückt als auch die Schleife an geeigneten Punkten über Drosselspulen geerdet werden, um statische Ladungen abfließen zu lassen.

Der Empfänger wird in eine senkrechte Leitung der Schleife eingeschaltet, um auch die elektrische Komponente der Empfangswelle

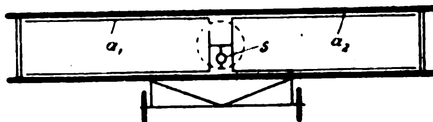


Fig. 2.

auszunutzen; endlich soll die Schleife unter einem Schirm angeordnet werden, welcher elektromagnetisch für die Empfangswelle indifferent ist und nicht mit der Schleife gekoppelt ist.

Fig. 1 zeigt diese Schleifenantenne.

K. P. 310195. C. Lorenz Akt. Ges. in Berlin. Vom 20. 2. 18 ab (ausgegeben am 7. 10. 19).

Antennensystem für Hertzsche Sender auf Flugzeugen, dadurch gekennzeichnet, daß die auf bzw. in den beiden Hälften des Flugzeugkörpers untergebrachten Hälften (a_1 bzw. a_2) des Strahlgebildes parallel

Digitized by Google

geschaltet sind und gegen die Metallteile des Flugzeuges schwingen, zum Zweck, die Antennenkapazität ohne Verlängerung der Drähte oder Vergrößerung des Strahlgebildes zu erhöhen.

Fig. 2 zeigt dieses Antennensystem.

K. P. 307103. Erich Niemann in Charlottenburg. Vom 23. 2. 18 ab (ausgegeben am 5. 9. 19).

1. Zum Senden und Empfangen drahtloser Wellen bestimmtes, betriebsfertiges Luftdrahtgebilde für tragbare, von einzelnen Personen zu bedienende Stationen, dadurch gekennzeichnet, daß Antenne und Gegengewicht längs des Körpers der Bedienungsperson fest verlegt sind, z. B. in oder an der Bekleidung.

2. Luftdrahtgebilde nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Antenne längs des Körpers, z. B. in oder an der Bekleidung, verlegt ist, und als Gegengewicht der menschliche Körper benutzt wird.

K. P. 310776. Firma Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. in Berlin. Vom 10. 4. 18 ab (ausgegeben am 7. 10. 19).

1. Verfahren zur Herstellung einer Reihe von Luftdrahtgebilden mit gleichen elektrischen Werten, insbesondere für Flugzeuge, dadurch gekennzeichnet, daß die Luftdrahtgebilde nach Fertigstellung, zweckmäßig durch Anbringung zusätzlicher Abstimmorgane, auf einen bestimmten, vorher normierten Wert abgeglichen werden.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der Herstellung der Luftdrahtgebilde Abmessungen zugrunde gelegt werden, die etwas kleineren als den gewünschten Werten von Kapazität oder Selbstinduktion entsprechen, so daß durch Hinzufügen von kapazitiv oder induktiv wirkenden Vorrichtungen die Abgleichung bewirkt werden kann.

K. P. 307722. Firma Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. und Dipl.-Ing. Bruno Rosenbaum in Berlin. Vom 9. 12. 16 ab (ausgegeben am 7. 10. 19).

1. Anordnung zur drahtlosen Telegraphie von Unterseebooten aus, dadurch gekennzeichnet, daß auf den Booten Rumpfantennen von solcher Form und Abmessung oder parallel zum Deck ausgespannte Antennen von derart geringer Höhe angeordnet sind, daß sie ohne Änderung des Aufbaues sowohl bei Über- wie bei Unterwasserfahrt zum Telegraphieren benutzt werden können.

2. Anordnung für Landstationen zum Verkehr mit nach Anspruch 1 ausgerüsteten Unterseebooten, dadurch gekennzeichnet, daß die Stationen zusätzlich mit einer unter den Wasserspiegel versenkten Sende- und Empfangsantenne versehen sind.

Digitized by Google

Vorrichtungen zur Änderung oder Konstanthaltung der Wellenlänge, der Kopplung u. dgl.

K. P. 307 713. Firma Dr. Erich Huth G. m. b. H. und Dr. Siegmund Loewe in Berlin. Vom 16. 1. 16 ab (ausgegeben am 7. 10. 19).

Vorrichtung zur Änderung der Wellenlänge mittels einer Serienschaltung von Einstellkondensator und Variometer, gekennzeichnet durch eine derartige mechanische Abhängigkeit zwischen beiden Apparaten, daß zunächst der Kondensator vom Mindest- auf den Höchstwert gebracht wird und erst dann die Bewegung des Variometers bei dauernder Höchstwertstellung des Kondensators vom kleinsten auf den größten Wert stattfindet, wobei die Einstellung beider Größen durch einen einzigen Drehgriff erfolgen kann.

K. P. 299 096 derselben Patentinhaber. Vom 25. 1. 16 ab (ausgegeben am 30. 9. 19).

1. Leitergebilde mit Kapazität und Selbstinduktion, dadurch gekennzeichnet, daß außer zwei Leitern, von denen der eine die Stromzuführung, der andere die Stromfortleitung übernimmt, Hilfsleiter in kapazitiver Beziehung zu den zwei ersten Leitern oder je einem von ihnen vorgesehen sind, welche vorzugsweise möglichst nahe und möglichst in derselben Bahn mit den ersten Leitern verlaufen, wobei die Hilfsleiter durch Parallel- oder teilweise Parallel- und Serienschaltung zur Änderung der Kapazität, der Selbstinduktion oder beider benutzt werden.

K. P. 307 714 derselben Firma. Vom 25. 11. 17 ab (ausgegeben am 7. 10. 19).

1. Hilfseinrichtung zum Senden und Empfangen ungedämpfter Schwingungen, gekennzeichnet durch ein zur Feinabstimmung beim Senden bzw. zur Einstellung des Interferenztones beim Empfänger dienendes Variometer mit einer verstellbaren Kurzschlußwickelung von solchen Abmessungen, daß die Selbstinduktion durch beträchtliche Veränderung der Lage der Kurzschlußwickelung zur Hauptwickelung verhältnismäßig wenig geändert wird.

K. P. 308 583 derselben Firma. Vom 18. 12. 15 ab (ausgegeben am 7. 10. 19).

1. Abstimmapparat für drahtlose Nachrichtenübermittlung, bestehend aus einem veränderlichen Kondensator oder Variometer, dessen beweglicher Teil mit einem zur unmittelbaren Einschaltung mehrerer aneinander anschließender Abstimmbereiche dienenden Schalter mechanisch gekoppelt ist, gekennzeichnet durch eine derartige bauliche und

Digitized by Google

elektrische Ausbildung des Schalters, daß, wenn der Kondensator oder das Variometer bei seiner Verstellung das obere oder untere Ende eines Abstimmbereiches erreicht, der Schalter bei stoßfreier Fortsetzung seiner kontinuierlichen Bewegung den anschließenden Abstimmbereich einschaltet.

Außer dem Normalbedienungsgriff ist noch ein besonderer Griff für schnelles Durchlaufen des ganzen Bereiches unter Vermittlung einer Übersetzung vorgesehen und der Schalter staubdicht in das Kondensatorgehäuse eingebaut.

K. P. 310 194 derselben Firma. Vom 1. 11. 17 ab (ausgegeben am 1. 10. 19).

Abstimmvorrichtung für Schwingungskreise, bestehend aus einem mit einem Variometer zwangläufig gekoppelten, veränderlichen Kondensator, gekennzeichnet durch einen Schalter, der bewirkt, daß je nach der Stellung des Einstellgliedes entweder der Kondensator oder das mit diesem in Reihe liegende Variometer kurzgeschlossen ist.

K. P. 298 410. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Vom 18. 6. 16 ab (ausgegeben am 17. 9. 19).

1. Flachspulenvariometer für drahtlose Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß die beweglichen Spulen mittels Zahnstange und Zahnrad auf den festen Spulen und gegen dieselben geradlinig verschoben werden, wobei die Spulen eine senkrecht zur Bewegungsrichtung gelegte Rechteckform besitzen, um bei einem kleinen Weg einen großen Variationsbereich zu erzielen.

K. P. 298 921 derselben Gesellschaft. Vom 7. 3. 17 ab (ausgegeben am 9. 9. 19).

Variometer für die Zwecke der drahtlosen Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß die den verschiedenen Wellenlängen zugeordneten Beträge der Selbstinduktion des Stoßkreises durch Drehen einer Kupferbandspirale gleichzeitig verändert werden, während durch Nähern bzw. Entfernen derselben Kupferbandspirale gegenüber einer festen Sekundärspule die Änderung der Kopplung erfolgt.

K. P. 298 490 derselben Gesellschaft. Vom 9. 5. 16 ab (ausgegeben am 29. 8. 19).

1. Primär-Variometer für die Zwecke der drahtlosen Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß die Primärspule als zylindrische, freitragende Drahtspirale ausgebildet ist, welche zum Zwecke der Kopplungsänderung über der festen Sekundärspule konachsial verschoben werden kann, während durch ein von der Verschiebung unabhängiges

Digitized by Google

Zusammendrücken der Spirale eine Änderung ihrer Selbstinduktion und somit eine Änderung der Primärwelle erzielt wird.

K. P. 298 481 derselben Gesellschaft. Vom 18. 6. 16 ab (ausgegeben am 9. 9. 19).

1. Kopplungsvariometer, dadurch gekennzeichnet, daß die veränderliche Selbstinduktion des Variometers aus zwei gegeneinander gewickelten beweglichen Spulen besteht, die so zueinander angeordnet sind, daß bei ihrer Bewegung sich lediglich ihre Selbstinduktion ändert, ohne daß sich die Kopplung zu einer dritten festen Spule verändert, während andererseits bei gleichzeitiger Bewegung der beiden Variometerspulen gegenüber der festen Spule die Kopplung verändert wird, ohne daß sich die Selbstinduktion des Variometers ändert.

Sämtliche Spulen sollen dabei eine rechteckige bzw. quadratische Form erhalten, um möglichst günstige Raumausnutzung zu erzielen.

Bücherschau.

(Die Schriftleitung behält sich eine nähere Besprechung vor.)

J. A. Fleming, The Principles of Electric Wave Telegraphy and Telephony. London, Longmans, Green & Co., 4th Edition. 1919. Price 42/— net.

J. A. Fleming, The Thermionic Valve in Radio Telegraphy and Telephony. London, The Wireless Press Ltd. Price 15 s. net.

A. Shore, Alternating Current Work: An Outline for Students of Wireless Telegraphy. London, The Wireless Press, Ltd. Price 3 s. 6 d. net.

Literaturverzeichnis.

Appleton, E. V., Wireless World 7, 78, S. 317, 1919. Ref. über G. O. Squier, Journ. Frankl. Inst., Juni 1919. The Use of Trees as Antennae.

— ebenda, S. 318. Ref. über H. J. van der Bijl, (Paper read before American Physical Society, March 1919) The Detection Coefficient of Thermionic Valves.

— ebenda, S. 320. Ref. über A. Meissner, Phys. Ztschr. **20**, 6, S. 130, 1919. The Natural Constants of Wireless Antennae.

Austin, L. W., Journ. Wash. Acad. of Sciences **9**, S. 393, 1919. (Ref. Rad. Rev. 1, 4, S. 184, 1920.) The Calculation of Antennae Capacity.

Baerwald, H., Ann. d. Phys. (4) **60**, S. 1, 1919. Über die von langsamen positiven Strahlen ausgelösten Elektronen.

Digitized by Google

Becker, A., Ann. d. Phys. (4) **60**, S. 30, 1919. Vergleich der lichtelektrischen und thermischen Elektronenemission.

Bräuer, Ernst, ebenda, S. 95. Die kathodischen Vorgänge im Bogenstrome.

Boyer, Jacques, Wireless World 7, 77, S. 252, 1919. The New Wireless Service on the Island of Borneo.

Cork, J. M., Scientific Papers of the Bureau of Standards, 341, 1919. (Ref. Journ. Frankl. Inst. 188, S. 556, 1919; Rad. Rev. 1, 4, S. 185, 1920.) Airplane Antennae Constants.

Coster, D., Proc. Amsterdam 21, S. 1294, 1919. On the use of the audion in wireless telegraphy.

— Phys. Ztschr. 20, 24, S. 579, 1919. Über die Schaltungsweisen des Audions.

Coursey, Philip R., Wireless World 7, 78, S. 310, 1919. The Marconi Timed-Spark Continuous-Wave Transmitter.

— ebenda 79, S. 380. Simplified Inductance Calculations with Special Reference to Thick Coils.

Craighead, J. R., Gen. Electr. Rev. 22, S. 104, 1919. (Ref. Electrot. Ztschr. **40**, S. 354, 1919.) Anordnung zur Messung der Scheitelwerte von Wechselstromspannungen.

Dellinger, J. H., Phys. Rev. (2) 14, S. 181, 1919. Improvements in Precision Measurements at Radio Frequencies.

Eccles, W. H., Wireless World 7, 78, S. 331: 79, S. 400, 1919. Wireless Telegraphy Problems for Operators.

E. u. M. 37, 46, S. 529, 1919. Ref. über Ph. Brömser, (Telegr. u. Fernspr. Techn. 8, 1, S. 6.) Verbesserungen an Mikrophonen.

— ebenda S. 530. Ref. über R. A. Weagant (Electrician 83, 2149—2151, 1919.) Ein System des störungsfreien Empfanges drahtloser Signale.

— ebenda S. 530. Ref. über C. Hering (Electrician 83, S. 312, 1919.) Berechnung des Stromes in einer Spule.

— ebenda 49, S. 566. Ref. über Ch. Nusbaum, (Electrician 82, S. 642, 1919.) Messungen der Hysteresis und der Wirbelstromverluste im Eisen bei hohen Frequenzen.

— ebenda 50, S. 582. Ref. über A. S. Blatterman, (Journ. Frankl. Inst. **188**, 8, 1919.) Theorie der Rahmenantennen und praktische Regeln für den Entwurf und Gebrauch derselben bei radiotelegraphischen Richtungsfindern.

— ebenda 51, S. 592. Ref. über Leo Truxa (Arch. f. Electrot. 8, 4, S. 137, 1919.) Berechnung des Wechselstromwiderstandes massiver Eisenleitungen.

— ebenda S. 593. Ref. über K. Mühlbrett, (Arch. f. Electrot. 8, 5, 1919, S. 188.) Oszillographische Untersuchungen an Senderröhren.

— ebenda S. 594. Ref. über K. W. Wagner, (Arch. f. Electrot. 8, 5, 1919, S. 145.) Zur Elektrodynamik von Strahlerkreisen.

Engineering 1919, S. 378. Funkentelegraphische Ortsbestimmung.

Ettenreich, Robert, Wien. Anz. 1919, S. 242. Reaktionszeit von Kontaktdetektoren. I. Teil.

Fessenden, Reginald A., Electrician 83, 25, S. 719, 1919. The Fessenden Pelorus (Wireless Compass): A Caution as to Its Use.

Digitized by Google

Fleischmann, L., Arch. f. Electrot. 8, 6/7, S. 203, 1919. Stromverdrängungsfreie Leiter für Wechselstrom.

Fortescue, C. L., Rad. Rev. 1, 4, S. 178, 1920. The Design of Multiple-Stage Amplifiers using Three-Electrode Thermionic Valves.

Gehrts, F., Naturwissenschaften 7, S. 764, 1919. Die Entwicklung der Verstärkerröhre und ihre Verwendung.

Gruhn, K., Arch. f. Electrot. 8, 6/7, S. 210, 1919. Das Resonanzmaximum beim Vibrationsgalvanometer.

Honan, J. J., Wireless World 7, 77, S. 278; 78, S. 341; 79, S. 410, 1919. Aircraft Wireless Section.

Hooper, C. T. G., Rad. Rev. 1, 4, S. 161, 1920. The Calculation of Loads in Guy Ropes for Masts or Towers.

Howe, G. W. O., Rad. Rev. 1, 3, S. 124, 1919. The Inductance of Single Layer Rectangular Coils.

— ebenda 4, S. 175, 1920. The Relative Advantages of Elevated Antennae, Loop Aerials, and Underground Wires for the Reception of Radio Signals.

Hoyt Taylor, A., Sc. Pap. Bur. Stand. 353, 1919. Variation in Direction of Propagation of Long Electromagnetic Waves.

Huizinga, M. J., Versl. K. Ak. van Wet. 27, S. 733, 1918. Die unipolare Leitung von Kristalldetektoren.

— Proc. Amsterdam 21, S. 1248, 1919. The Unidirectional Resistance of Crystal Detectors.

Jordan, F. W., Rad. Rev. 1, 4, S. 173, 1920. A Variable Liquid Resistance.

Keen, R., Wireless World 7, 79, S. 389, 1919. How Aeroplanes are Navigated by Wireless.

Kollatz, C. W., Ztschr. f. Feinmechanik 27, S. 153, 1919. Der Hochfrequenz-Kinematograph.

Leide, A. B., Ark. f. Mat., Astr. och Fysik 12, 24, 1917. Messungen der Eigenfrequenzen von Spulen.

Lytle, W. O., Proc. Inst. Rad. Eng. 7, S. 427, 1919. (Ref. Rad. Rev. 1, 4, S. 187, 1920.) Study of Electrostatically Coupled Circuits.

Osnos, M., E. u. M. 37, 49, S. 557, 1919. Erzeugung von Hochfrequenzströmen durch den Lichtbogen und Kathodenröhren.

Pedersen, P. O., Electrician 83, 19, S. 523, 1919. A New Alternate-Current Potentiometer for Measurements on Telephone Circuits.

Press, A., ebenda 23, S. 629. Reception Intensity of Wireless Waves.

Pungs, L. und **G. Preuner**, Phys. Ztschr. 20, 23, S. 543, 1919. Verfahren zur Messung sehr kleiner Kapazitäten und Induktivitäten.

Reinig, K., Ztschr. f. d. phys. u. chem. Unterr. 32, 6, S. 172, 1919. Einfachste Demonstration elektrischer Oszillationen.

Rice, R. K., Wireless World 7, 79, S. 373, 1919. Wireless Telegraphy at Archangel.

Schwaiger, A., Arch. f. Electrot. 8, 6/7, S. 191, 1919. Experimentelle Ermittelung der Spannungsverteilung bei Kondensatorgruppen.

Scott-Taggart, J., Rad. Rev. 1, 4, S. 181, 1920. A System for the Reception of Continuous Waves.

Telegr. u. Fernspr. Techn. 8, 6, S. 81, 1919. Graf Arco.

— ebenda S. 94. Verdeutschung funktechnischer Fremdwörter.

Digitized by Google

Thurn, H., ebenda S. 93. Die militärischen Großfunkstellen der Mittelmächte im Weltkriege.
Turner, L. B., Electrician 83, 20, S. 554, 1919. Recording of Eiffel Tower Time Signals for Determination of Clock Error.
Whittemore, L. E. and **G. Breit**, Phys. Rev. (2) 14, S. 170, 1919. Inductance, Capacity and Resistance of Coils at Radio Frequencies.
Willoughby, J. A. and **P. D. Lowell**, ebenda S. 193. Development of Loop Aërial for Submarine Radio Communication.
Wireless World 7, 76, S. 187; 77, S. 247, 1919. Ref. über M. Latour (Bull. Soc. Fr. des El. **9** (77). S. 97, 1919). High Frequency Alternators.
— ebenda 77, S. 248. Ref. über C. M. Batsel, (El. World **78**, S. 568, 1919.) Vacuum-Tube Amplifiers.
— ebenda S. 271. The Weagant X-Stopper. (Continued.)
— ebenda 78, S. 301. Great Wireless Stations: Carnarvon.
— ebenda 79, S. 388. Ref. über B. van der Pol, (Phil. Mag. **38**, 223, S. 90, 1919.) The Production and Measurement of Short Continuous Electromagnetic Waves.
Wood, G. H., ebenda 77, S. 274. The Damping of Wireless Telegraph Signals.

Kurze Mitteilungen.

Classensche Stiftung.[1]) (Preis: 800 Kronen.) Seit der Erfindung des Mikrophons im Jahre 1878 sind die Mikrophonkontakte das Objekt zahlreicher Untersuchungen gewesen, deren Ergebnisse erheblich voneinander abweichen und im Großen und Ganzen wenig zufriedenstellend sind. Neuere Arbeiten haben zwar in gewissen Punkten etwas Licht geschaffen, doch ist unsere Kenntnis des Kontaktphänomens relativ beschränkt geblieben in Anbetracht des großen Interesses, das die Frage in technischer und wissenschaftlicher Hinsicht darbietet.

Alle oder fast alle bisher unternommenen Versuche wurden mit dem Elektrodensystem Kohle gegen Kohle in Luft von Atmosphärendruck ausgeführt. Nun ist es aber wahrscheinlich, daß man bei Ausdehnung der Versuche auf andere Drucke und andere Gase und bei Zulassung von Elektrodensystemen Metall gegen Kohle und möglicherweise auch Metall gegen Metall, zu wichtigen Beiträgen für die Erklärung des Kontaktproblems gelangen würde.

Infolgedessen stellt die Kgl. dänische Akademie der Wissenschaften zu Kopenhagen zur Erlangung des Classenschen Preises folgende Aufgabe:

„Wirkungsweise und übrige Eigentümlichkeiten der Mikrophonkontakte sind auf Grund einer Reihe neuer Experimentaluntersuchungen zu erklären.“

Die Frist erlischt am 31. Oktober 1920.

---

1) Preisaufgabe der Kgl. dänischen Akademie der Wissenschaften.

Digitized by Google

Die Lösung der Aufgabe des Wettbewerbes kann abgefaßt sein in dänischer, norwegischer, schwedischer, englischer, deutscher, französischer oder lateinischer Sprache. Die Abhandlung soll nicht den Namen des Verfassers tragen, sondern ein Kennwort; ein versiegelter Briefumschlag soll ihr beigegeben werden, der das gleiche Kennwort trägt und Namen, Beruf und Adresse des Bewerbers enthält. Die Mitglieder der dänischen Akademie sind zu der Bewerbung nicht zugelassen. Der Preis für eine ausreichende Lösung ist, soweit ein anderer Preis nicht vorgesehen ist, die goldene Medaille der Akademie im Werte von 320 Kronen (etwa 440 Frank).

Die Abhandlungen müssen vor Ablauf der angekündigten Frist an den Sekretär der Akademie, Herrn M. Knudsen, Professor an der Universität und an der polytechnischen Schule in Kopenhagen, geschickt werden. Die Entscheidung wird im Februar des folgenden Jahres veröffentlicht; hierauf können die Verfasser ihre Berichte zurückerhalten.

Das Reichsfunknetz. Die frühere Militärfunkenstation Königwusterhausen ist von der Reichspostverwaltung übernommen worden und wird als Zentrale (Funksammelstelle) des Reichsfunknetzes ausgebaut. Das gesamte Reichsgebiet ist in einzelne Bereiche eingeteilt, die einer Funkleitstelle unterstehen. Diese übernehmen den Verkehr mit der Funksammelstelle Königwusterhausen. In jedem Bereich werden außerdem an wichtigen Verkehrsorten Funkstellen errichtet, die untereinander und mit ihrer eigenen Funkleitstelle verkehren. Als Funkleitstellen sind seither ausgebaut: Königwusterhausen, Breslau, Hamburg, Leipzig, Dortmund, Düsseldorf Frankfurt a. M., Stuttgart und München.

Als Wellenlänge sind 1000—3000 m vorgesehen, wobei die Möglichkeit besteht, mit 35 Wellen gleichzeitig störungsfrei zu arbeiten. Bevorzugt sind Röhrensenderstationen mit einer Leistung von 1 KW. Um die Leistungsfähigkeit der Anlage zu erhöhen und die Aufnahme der Telegramme durch Unbefugte zu erschweren, ist Schnelltelegraphenverkehr vorgesehen.

Für den Empfang werden Rahmen-Antennen verwandt von zum Teil erheblichen Abmessungen. Um auch bei den großen, nicht mehr drehbaren Antennen von fremden Störern frei zu kommen, sind Spulenanordnungen angewandt, wie sie vom Goniometer her bekannt sind.

Die bis jetzt erzielte Leistungsfähigkeit ist noch gering, doch ist für die Zukunft eine starke Erhöhung der Leistung zu erwarten. Im Monat Januar wurden 11000 Telegramme drahtlos gesandt und empfangen, während Berlin allein täglich 10000 Telegramme durch den Drahtverkehr erledigt. Eine vorläufige Anweisung für den Betriebsdienst regelt die F.-T. Disziplin.

Persönliches (Mitteilungen aus dem Leserkreis des In- und Auslandes erbeten).

Am 12. März 1920 starb der Baurat Werner Genest, der Mitbegründer der A. G. Mix & Genest, Berlin, im Alter von nahezu 70 Jahren.

Am 28. März ist der Geheime Oberpostrat und vortragende Rat im Reichspostministerium Wilhelm Schrader gestorben. Sein Arbeitsgebiet war die Pflege der drahtlosen Telegraphie. Er hat an hervorragender Stelle an den radiotelegraphischen Kongressen (Berlin 1903 und 1906, London 1912) teilgenommen.

Digitized by Google

Jahrbuch

Zeitschrift für

drahtlose Telegraphie und Telephonie

Band 15. Mai 1920. Heft 5.

Inhalt.

Manuskripte für das Jahrbuch sind an die Radaktion: *Prof. Dr. H. Faßbender, Berlin-Charlottenburg, Königsweg 24,* zu senden. Zur Erleichterung der Berichterstattung wird um Zusendung einschlägiger Sonderabdrücke und Mitteilung wichtiger Arbeiten für das Literaturverzeichnis gebeten.

Abonnements und Inserate sind an die Verlagsbuchhandlung von *M. Krayn, Berlin W. 10, Genthinerstraße 39* zu richten.

Digitized by Google

Energetische Messungen im Hertzschen Felde der Flugzeugantenne.

Von **Richard Baldus** und **Rudolf Hase.**

Inhaltsübersicht.

§ 1. Militärische und wissenschaftliche Vorbedingungen.

1. Aus der Praxis über dem Feinde war bekannt, daß die Güte des drahtlosen Wechselverkehrs zwischen Flugzeug und Erde bei gleichen Entfernungen in zeitlich kurzen Intervallen sehr stark schwankt bis zum zeitweiligen Aussetzen des Verkehrs, ohne daß sich eine Erklärung dafür in Veränderungen innerhalb der Apparatur finden ließ. Versuche der beiden Verfasser auf dem Flugplatze Döberitz im Mai 1917 zeigten, daß der Grund für diese Erscheinung in einer stark ausgeprägten Richtwirkung der frei herabhängenden Flugzeugantenne zu suchen ist, während es zuerst nicht gelang, einwandfreie Meßergebnisse zu erzielen. Die Bedeutung dieser Versuche für die militärische Praxis sicherte ihnen die Unterstützung der vorgesetzten Stellen und ermöglichte zunächst die Fortführung der Versuche in Döberitz, im April 1918 die Aufstellung eines eigenen Kommandos auf dem Flugplatze Lärz in Mecklenburg[1]), dessen günstige Arbeitsbedingungen die rasche Durchführung der eigentlichen Messungen gestattete.

2. Die schnelle Entwicklung der Flieger-Funkentelegraphie (Flieger F.-T.) im Kriege durch Heeresverwaltung und Industrie erstrebte als

1) Außer den hier besprochenen „Richtwirkungsversuchen“ führte das Kommando Lärz noch „Peilversuche“ durch. Vgl. hierüber R. Baldus und E. Buchwald, Versuche über die drahtlose Anpeilung von Flugzeugen. Dieses Jahrbuch 15, S. 214, 1920. Vgl. auch die einleitende Notiz „Zur Geschichte der Richtwirkungs- und Peilversuche auf den Flugplätzen Döberitz und Lärz“ dieses Jahrbuch 15, S. 99, 1920.

Digitized by Google

erstes Ziel die Schaffung von brauchbarem Sende- und Empfangsgerät für Boden und Flugzeug. Dabei wurden Sender und Empfänger in hervorragender Weise durchentwickelt, so daß gegen Ende des Krieges Leistungen erzielt wurden, welche die Grenze des praktisch Möglichen erreichen. Demgegenüber waren die sich auf Strahlung beziehenden Fragen (Antenne, Richtwirkung, Einfluß der Zwischenmedien) vernachlässigt worden, obwohl sich gerade unter Berücksichtigung dieser Einflüsse den militärischen Wünschen nach Erzielung großer Reichweiten und Erhöhung der Störungsfreiheit entgegenkommen ließ. Hier einzugreifen war die ursprüngliche Aufgabe der Verfasser, doch gingen bei der allgemeinen Bedeutung dieser Fragen die Versuche bald über den Rahmen des rein militärischen Gebietes hinaus und erstrebten allmählich allgemein die experimentelle Untersuchung des gesamten Hertzschen Feldes der Flugzeugantenne durch energetische Messungen.

3. Obwohl die Versuche ihrem Endzweck entsprechend unter vorwiegend praktischen militärtechnischen Gesichtspunkten durchgeführt werden mußten, wurde stets angestrebt, ihre Ergebnisse auch physikalisch wertvoll zu gestalten. Dies um so mehr, da sie Fragen berührten, die bereits Gegenstand eingehender theoretischer Untersuchungen waren, bisher aber mit derartig umfassenden experimentellen Mitteln, wie sie den Verfassern zur Verfügung standen, noch nicht in Angriff genommen werden konnten.

Vor allem waren es zwei Fragen, deren Lösung im Vordergrund stand. Zunächst sollten die Eigenheiten des elektromagnetischen Feldes der Flugzeugantenne untersucht und mit den theoretischen und experimentellen Ergebnissen verglichen werden, die ausgehend von den grundlegenden Versuchen von Hertz an freischwingenden Dipolen bekannt sind. Abgesehen von Hertz[1]) selbst sind hier die Arbeiten von Abraham[2]), Epstein[3]), Hack[4]) und anderen zu nennen, die uns auf Grund der Maxwellschen Gleichung die Ausbildung des Feldes um einen Sender einfachster Art veranschaulichen. Die besondere Eignung der Flugzeugantenne für derartige Versuche lag auf der Hand, da sie einen Dipol von geometrisch einfacher Gestalt und ein im freien Raume nach allen Koordinaten bewegliches Gebilde darstellt.

Ferner ist durch derartige Versuche Gelegenheit geboten, Aufschlüsse über die Mitwirkung des Erdbodens bei der Fortpflanzung

1) Wied. Ann. **36**, 1, 1888.
2) Wied. Ann. **66**, 435, 1898.
3) Jahrb. f. drahtl. Telegraphie **4**, 177, 1910.
4) Ann. d. Phys. **14**, 539, 1904.

Digitized by Google

elektrischer Wellen zu erzielen. Die Arbeiten von Sommerfeld[1]) und seinen Schülern[2]), sowie die Untersuchungen von Barkhausen[3]), ferner die Messungen Austins[4]) haben den ausschlaggebenden Einfluß des Erdbodens auf die Reichweite klargestellt. Durch Verlegung der einen Station in den freien Raum dürften die bisherigen Ergebnisse eine wertvolle Ergänzung erfahren, da diese Anordnung ein Mittelding darstellt zwischen der Energieübertragung zwischen zwei Dipolen, die sich im verlustfreien Raume befinden und der Anordnung zwischen zwei Bodenstationen, wie sie früheren Versuchen zugrunde gelegen hat. Ferner war beabsichtigt worden, die Versuche ganz in den freien Raum zu verlegen, d. h. mit je einem sendenden und einem empfangenden Flugzeuge zu arbeiten. Letzteres mußte jedoch wegen Abbruchs der Versuche unterbleiben.

Experimentelle Untersuchungen über Strahlung von Dipolen sind bisher zahlreich ausgeführt worden, jedoch stets in großer Nähe des Erdbodens, so daß infolge der Absorptionen und Reflexionen eine freie Raumstrahlung nicht in Frage kam. Erst durch Anwendung der Flugtechnik ist es möglich geworden, die dritte Koordinate des Raumes zu überwinden und sich von der Mitwirkung des Erdbodens in elektrischer Hinsicht frei zu machen. An dieser Stelle sollen Beobachtungen nicht unerwähnt bleiben, die gelegentlich von Freiballonfahrten gemacht wurden. Mosler[5]) stellte Intensitätsmessungen nach der Parallelohmmethode an und fand in 300 km Entfernung die Zeichen der Station Norddeich zwischen den Höhen 620—2100 m von unveränderlicher Stärke. Ferner ergab sich von 15 bis 19 km Abstand von der sendenden Station eine Abnahme der Lautstärke proportional der Entfernung. Desgleichen konnte Lutze[6]) zwischen Bitterfeld und Norddeich von 1320 bis 1540 m Höhe im Ballon keine Änderung der Empfangsintensität feststellen, fand jedoch in 6500 m eine stark auffallende Abnahme derselben. Diese Versuche sind als erste Orientierung zu betrachten, machen aber hinsichtlich der benutzten Beobachtungsmethode keinen Anspruch auf Genauigkeit.

Immerhin eröffnet sich hier ein dankbares Gebiet der physika-

1) Ann. d. Phys. 28, 665, 1909.

2) March, Ann. d. Phys. 37, 29, 1912; Hörschelmann, Jahrb. f. drahtl. Telegr. 5, 14, 188, 1911.

3) Jahrb. f. drahtl. Telegr. 8, 602, 1914 und 5, 261, 1912.

4) Jahrb. f. drahtlose Telegr. 8, 575, 1914.

5) E. T. Z. 1911, 48, 1204.

6) Ver. d. D. Phys. Ges. 15, 1107, 1913, und Jahrb. f. drahtl. Telegr. 8, 367, 1914.

Digitized by Google

lischen Forschung und die weiter unten mitgeteilten Ergebnisse lassen unter Berücksichtigung des Umstandes, daß sie in verhältnismäßig kurzer Zeit erzielt wurden, bei systematischer Fortsetzung der Versuche noch interessante Aufschlüsse über dieses experimentell bisher schwer zugängliche Gebiet erhoffen.

4. Bei der Neuheit des Gegenstandes war es nötig, mit noch nicht bekannten Verfahren zu arbeiten. Während die bisher in der Literatur bekannt gewordenen Empfangsmessungen zwischen zwei festen Stationen stattfanden, die Versuche der Marine ausgenommen, handelt es sich hier neben der festen Station um eine zweite, die nach 5 Variabeln beweglich ist: geographische Länge und Breite, Flughöhe, Neigung der Flugzeugantenne gegen die Wagrechte und Neigung der Flugzeugantenne gegen den Sehstrahl der Bodenstation. Dazu kommen die starken Veränderungen der elektrischen Verhältnisse der Zwischenmedien, die schon die bisher bekannten Messungen bedeutend erschwert hatten.

Zur Überwindung dieser Schwierigkeiten bildete der zuerst genannte Verfasser, der auch die Flüge ausführte, das Orientierungs- und Auswerteverfahren für das Flugzeug aus, sowie das Sendeverfahren im Flugzeuge, der zweite Verfasser die physikalischen Meßmethoden und die Meßtechnik der Bodenstation. Dieser bearbeitete auch sämtliche physikalische Fragen, während die Auswertung der beiderseitigen Beobachtungsergebnisse in der Regel gemeinsam erfolgte.

Bei den im folgenden mitgeteilten Messungen wurde so verfahren, daß in einer Bodenstation die Empfangsintensität gemessen wurde, welche ein mit einem Sender ausgerüstetes Flugzeug lieferte, dessen Lage im Raum im Augenblicke der Messung festgelegt wurde. Im Rahmen dieser Versuche wurde auch eine Reihe von Messungen durchgeführt, bei denen die quantitative Empfangsmessung im Flugzeuge ausgeführt wurde. Die Einzelheiten über diese Messungen sind an anderer Stelle wiedergegeben[1]).

§ 2. Drahtlose Apparatur im Flugzeuge.

5. Als Flugzeug wurde die Type D. F. W.[2]) *CV* mit 200 bis 220 PS. verwendet. Die Ausmaße dieses Flugzeuges gibt Fig. 1 wieder. Die stark gezeichneten Linien des Grundrisses geben das im Flugzeug verlegte Gegengewicht für die F.-T. an.

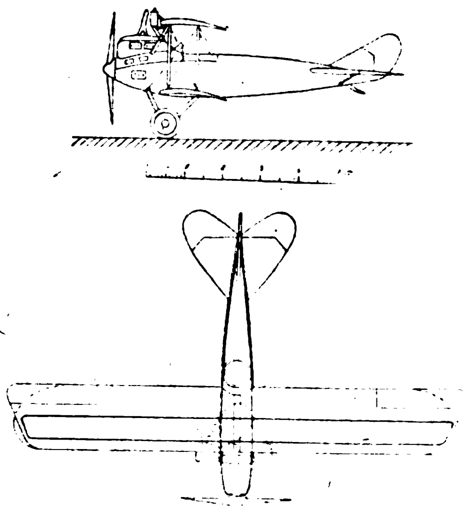
---

1) Vgl. Buchwald und Hase, dieses Jahrb. 15, S. 101, 1920.

2) D. F. W. = Deutsche Flugzeugwerke. *C*-Typ bezeichnet einen Zweisitzer, Führer vorn, Beobachter (Baldus) im Rücksitze, V bedeutet die fünfte Gestalt der Type.

Digitized by Google

Als Sender diente der sogenannte Artillerie-Sender der Fliegerfunker nach dem System der tönenden Funken mit Stoßkreis und Löschfunkenstrecke. Die zum Betriebe nötige Spannung wurde einer durch Luftschraube angetriebenen 500 Perioden-Wechselstrommaschine mit 200 Watt Leistung entnommen. Die Sendewelle betrug 250 m, die Antennenstromstärke 3 Amp. bei einer Luft-



drahtlänge von 42 m. Fig. 2 zeigt in Grund- und Aufriß die Form einer 35 m-Antenne, wie sie seinerzeit von einem der Verfasser[1]) für eine Rumpler-*C*I-Maschine mit ungefähr 135 km Geschwindigkeit photogrammetrisch bestimmt wurde. Die größere Länge der hier verwendeten Antenne ebenso wie die größere Geschwindigkeit von 155 km der bei den folgenden Versuchen benutzten Flugzeuge bringt eine Verringerung des Abgangswinkels zur Horizontalen von ungefähr $2—3^0$ mit sich.

6. Der effektive Widerstand der Antenne wurde in einem besonderen Versuche zu 15 Ohm festgelegt. Demnach war die Antennenenergie im Flugzeuge rund 135 Watt. Bei den Messungen wurde zur Bestimmung der Stromstärke im Flugzeug ein Präzisions-Hitzdraht-Ampere-

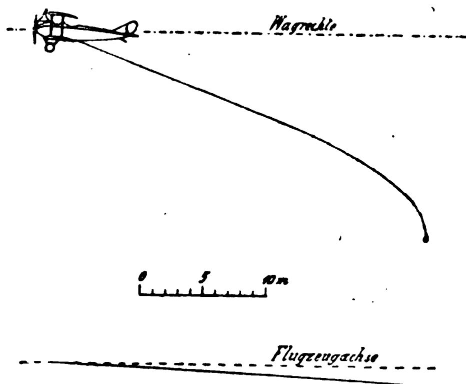
1) Vgl. Baldus, Die Gestalt eines im Fluge frei herabhängenden, beschwerten Drahtes. Erscheint demnächst.

Digitized by Google

meter von Hartmann & Braun mit 10 cm Skalendurchmesser verwendet, das auf Filzklötzen erschütterungsfrei aufgestellt wurde. Bei den Ablesungen konnten $^1/_{20}$ Amp. verbürgt werden.

§ 3. Sendeverfahren.

7. Nach verschiedenen Vorversuchen wurde folgendes Sendeverfahren als das günstigste gewählt: Vor der Messung mehrfache Wiederholung eines die Messung charakterisierenden Buchstabens, dann 3 Warnungspunkte kurz vor der Messung und 5 Sek. Dauerstrich, 2 Sek. Pause, 5 Sek. Dauerstrich, 2 Sek. Pause, 5 Sek. Dauerstrich. Die Mitte des



zweiten Dauerstriches fiel mit der weiter unten in Nr. 8 erläuterten Ortsbestimmung zusammen. Während jedes Dauerstriches wurde im Flugzeuge die Stromstärke abgelesen und gleichzeitig in der Bodenstation die Empfangsintensität in der später in § 5 angegebenen Weise gemessen.

Bestimmend für die Dauer der Striche und der Pausen war die Trägheit des im Flugzeuge benutzten Amperemeters. Wegen der bedeutenden Eigengeschwindigkeit des Flugzeuges war es wünschenswert, die Dauer der einzelnen Meßtripel möglichst abzukürzen. Das Meßverfahren in der Bodenstation hätte noch eine weitere Beschleunigung der Messungen gestattet. Um von zeitlichen Schwankungen der atmosphärischen Verhältnisse möglichst frei zu sein, wurde die Aufeinanderfolge der Messungen tunlichst beschleunigt, es gelang beispielsweise zwei Tripel von Messungen pro Minute zu erledigen.

Über Messungen mit einem anderen Sendeverfahren, bei dem an

Digitized by Google

Stelle einzelner Sendezeichen ein einziger Dauerstrich für die ganze Reihe von Beobachtungen trat, wird in Nr. 19 berichtet werden.

§ 4. **Ortsbestimmungen.**

8. Die Ortsbestimmung wurde zunächst durch Anschneiden mittels Theodoliten versucht, die ihrerseits mit Empfangsstationen zum Mithören eingerichtet waren. Dabei gelang es zwar, die Raumkoordinaten des Flugzeuges bei einer Entfernung bis zu 8 km auf 15 m genau zu bestimmen, doch fehlte die Festlegung der Richtung der Flugzeugachse.

Als sich die direkte optische Bestimmung dieser Richtung durch Beobachtung des Geländes von seiten des Flugzeugbeobachters im Augenblicke der Messung infolge der stark ausgeprägten Richtwirkung der Flugzeugantenne als zu ungenau erwies, wurde ein photographisches Verfahren gewählt. In der Mitte des mittleren Dauerstriches wurde eine senkrechte Aufnahme aus dem Flugzeuge gemacht, die gleichzeitig die Richtung der Flugzeugachse angab.

Die Kamera war in der Mitte des Platzes des Beobachters auf Filzklötzen senkrecht derart eingebaut (Feinregulierung nach längerem Horizontalfluge durch Libelle), daß zwei Linsen-Lochmarken die Richtung der Flugzeugachse lieferten. Während des ganzen Versuches blieb die Lage der Kamera unverändert. Der Verschluß spannte sich infolge einer Sonderkonstruktion selbsttätig unmittelbar vor der Auslösung, die durch einen Druck auf einen senkrecht nach abwärts geführten Knopf erfolgte. Der Plattenwechsel geschah mit der Hand bei Verwendung von sechsteiligen Wechselkassetten.

9. Die Kamera war eine Spezialausführung der Firma Görz-Friedenau, nach Angabe des ersten Verfassers. Als Linse wurde ein Celor-Doppelanastigmat 1 : 4,8 gewählt mit 90 mm Brennlänge und, bei einem Plattenformat von 9 : 12 cm, mit einem Öffnungswinkel von 53° bzw. 67°. Der große Öffnungswinkel lieferte einen genügenden Geländeausschnitt, so daß es auch bei veralteten Meßtischblättern und niedrigen Flughöhen immer gelang, die ebenen Koordinaten auf 25 m, die Richtung der Flugzeugachse auf 1° genau festzulegen. Das Objektiv zeichnete zwar die Ecken der Platte nicht mehr scharf aus, doch genügten trotzdem die Aufnahmen immer.

Versuche mit verschiedenen fest eingebauten Flugzeugkameras mit Schlitzverschluß ergaben immer wieder auftretendes Festhaken des Verschlusses trotz wiederholter Reparaturen, deshalb wurde bei der Spezialkamera ein Sektorenverschluß gewählt. Die Belichtungsdauer schwankte

Digitized by Google

zwischen $^1/_{100}$ und $^1/_{25}$ Sek. bei zeitweiliger Verwendung einer vierfachen Gelbscheibe.

10. Die Flughöhe wurde nach dem Barometer bei den Messungen abgelesen und am Barogramm nach dem Fluge kontrolliert. Infolge der Trägheit dieser Apparaturen mußte bei Flughöhen bis zu 1000 m bei böigem Winde mit einem größten Fehler von 10 % gerechnet werden, darüber hinaus konnten 100 m in den Angaben verbürgt werden. Da es sich bei der Flughöhe um eine Größe handelt, die nicht sehr wirksam in die Ergebnisse eintritt, wurde von einer mühevollen genauen Bestimmung der Flughöhe (Nr. 8, erster Absatz) Abstand genommen. Die angegebenen Grenzen der Genauigkeit gelten für die ungünstigen, böigen Tage, während bei Windstille oder stehendem Winde die Höhenablesungen wesentlich zuverlässiger sind.

Die Aufnahmen waren senkrecht und folglich maßstabsgerecht, infolgedessen konnten die ebenen Koordinaten des Flugzeuges und die Winkel zwischen Flugzeugachse und Geländekonturen ohne weiteres aus den Platten in die Karten übertragen werden.

§ 5. **Physikalische Meßmethode.**

11. Als Empfangsanlage diente eine 3/III-Schirmantenne am 25 m-Holzmast mit *Z*-Empfänger. Die Antenne stand auf Sandboden und besaß Erdung bei einer Grundwassertiefe von 4 m. Die Zuleitungen bestanden aus Kupferlitze, während für die drei Schirmdrähte verzinkte Eisenlitze verwendet wurde. Die Schirmdrähte waren je 17,5 m lang, sie bildeten mit der Vertikalen einen Winkel von 70°.

Die Eigenschwingung des Luftleiters betrug 295 m bei einer statischen Kapazität von 273 cm.

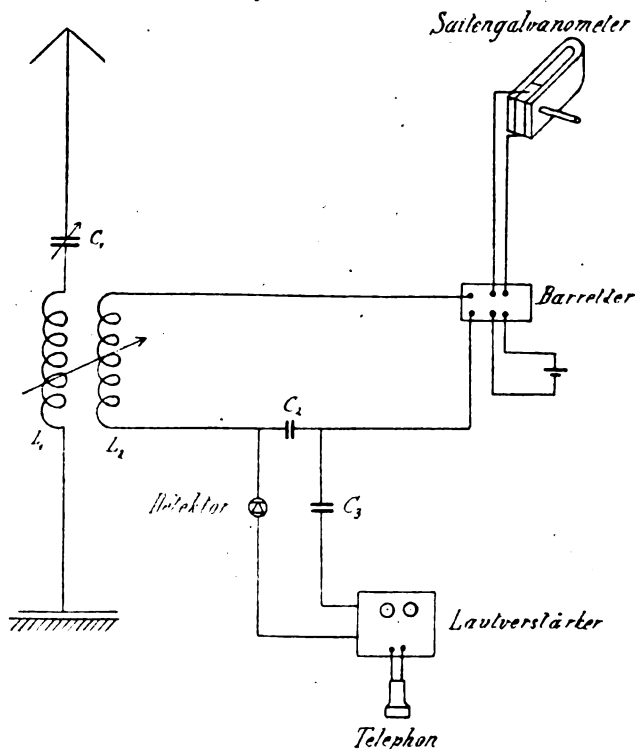
Der *Z*-Empfänger stammte aus einer alten Zeppelin-Bordstation. Wie Schaltschema Fig. 3 zeigt, war es ein Primärempfänger mit induktiv gekoppeltem aperiodischem Kreise. Obwohl die Kopplung veränderlich war, wurde stets wegen des großen Barretterwiderstandes mit engster Kopplung gearbeitet. Die Selbstinduktion war: $L_1 = 0{,}52 \cdot 10^5$ cm und $L_2 = 0{,}97 \cdot 10^5$ cm, die gegenseitige Induktivität $M = 0{,}21 \cdot 10^5$ cm. Da mit Welle 250 gearbeitet wurde, mußte ein Verkürzungskondensator C_1 von 133 cm eingefügt werden.

12. Als Energie-Detektor wurde ein Barretter[1]) mit einem Widerstand von 350 Ohm verwendet in Verbindung mit einem Permanent-

1) Siehe: Hase, Ein technisches Hochfrequenzbolometer, dieses Jahrb. 1920.

Digitized by Google

Saitengalvanometer von 1250 Ohm Fadenwiderstand. Wie mehrfache Versuche zeigten, ist bei der Kürze der Meßstriche die Verwendung eines normalen Spiegelgalvanometers nicht möglich, andererseits hat aber ein Fadeninstrument den Nachteil geringerer Empfindlichkeit, die sich aber noch durch Ersatz des permanenten durch einen Elektromagneten steigern ließe. Da ein solcher zu Beginn der Versuche nicht



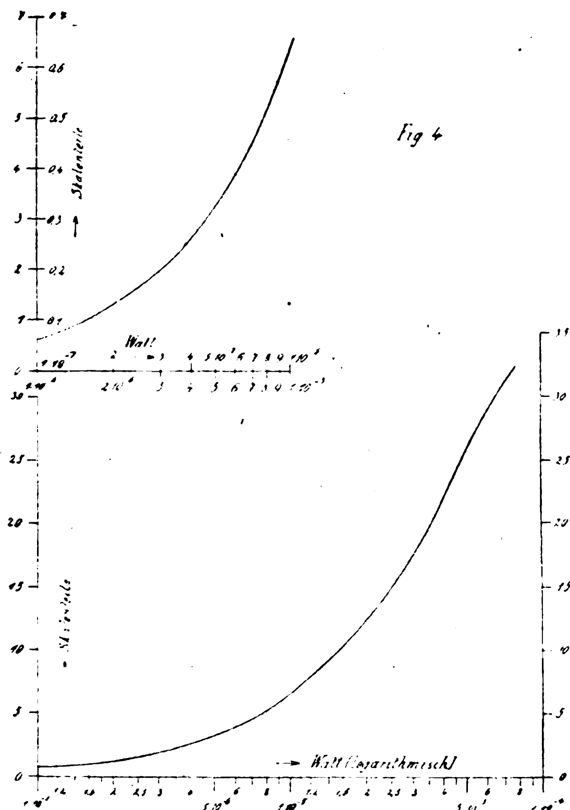
vorhanden war, stellt die benutzte Anordnung noch keineswegs das Maximum der erreichbaren Empfindlichkeit dar.

Mit dem Meßkreise lag durch den Kondensator C_2 ein Detektorkreis mit Lautverstärker in loser kapazitiver Kopplung. Hierdurch ist die außerordentliche Annehmlichkeit geboten, gleichzeitig messen und hören zu können, ohne daß eine zweite Empfangsanlage oder ein Umschalten nötig ist. Die Größe von C_2 wurde so gewählt, daß die

Digitized by Google

Grenzen der Meßbarkeit und die der Hörbarkeit zusammenfielen. C_3 ist eine Gleichstromblockierung für den Brückenstrom des Barretters.

13. Die Eichung des Galvanometers für verschiedene Antennenstromstärken erfolgte derart, daß in den Strombauch des Luftleiters ein Vakuum-Thermoelement eingeschaltet und so die durch



einen kleinen Meßsender erregte Primärstärke bestimmt wurde. Außerdem war in üblicher Weise der Gesamtwiderstand der Antenne einschließlich des Meß- und Empfangskreises zu 220 Ohm bestimmt. Die hieraus berechneten und durch den Galvanometerausschlag gemessenen Empfangsenergiewerte zeigen die Eichkurven der Fig. 4.

Trotz der Einfachheit der Anordnung konnten mit ihr noch Empfangsenergien von 10^{-7} Watt gemessen werden, wobei die Einstellungsdauer des Galvanometers noch weit unterhalb einer Sekunde lag. Für

Digitized by Google

die Trägheitslosigkeit des Meßverfahrens spricht noch der Umstand, daß Barretter und Faden selbst auf die zeitlich kleinsten Schwankungen der Sendeenergie ansprachen. Der quantitativen Messung wegen wurden auch an die Konstanz der letzteren hohe Anforderungen gestellt. Inwieweit diese von Sende- und Empfangsgerät erfüllt wurden, zeigen am besten die weiter unten mitgeteilten Meßergebnisse.

Eine Nullpunktswanderung der Bolometerbrücke wurde selten beobachtet, sie war dann so gering, daß die Messung in keiner Weise störend beeinflußt wurde. Von ausschlaggebender Bedeutung für die Messungen war die vollkommene Störungsfreiheit der Lärzer Station. Da der Barretter ein quadratisch arbeitendes Instrument ist, umfaßte die Skala des in der Brücke liegenden Saitengalvanometers nur einen geringen Meßbereich. Andererseits traten aber bei den Empfangsmessungen außerordentliche Intensitätsunterschiede infolge der Richtwirkung auf, besonders bei den späteren Beobachtungen beim Überfliegen der Empfangsantenne. Weiter kam die rasche zeitliche Änderung hinzu und die schnelle Folge der Ablesungen, bei denen öfters in wenigen Sekunden die Empfangsenergie um mehr als zwei Zehnerpotenzen variierte.

14. Um hier mit dem Meßinstrument einwandfrei folgen zu können, wurden parallel zum Barretter geeignet gebaute Nebenschlüsse benutzt, die durch Stöpsel geschaltet wurden und so konstruiert waren, daß der Widerstand des aperiodischen Kreises beim Einschalten derselben keine Änderung erfuhr. Infolgedessen blieb dann auch der Gesamtwiderstand des Empfangssystems derselbe, eine unerläßliche Bedingung, um die einzelnen Meßbereiche aufeinander beziehen zu können. Betreffs der Ausführung und Eichung der Nebenschlüsse sei auf die erwähnte Sonderabhandlung des zweiten Verfassers von uns über Barrettermessungen verwiesen. Das zuerst verwandte Verfahren, die Intensitätsstufen durch Veränderung der Kopplung des aperiodischen Kreises zu überbrücken, wurde zugunsten der Nebenschlüsse aufgegeben, da die Kopplung auf den Antennenwiderstand von Einfluß ist und dadurch die Verhältnisse unnötig verwickelt werden.

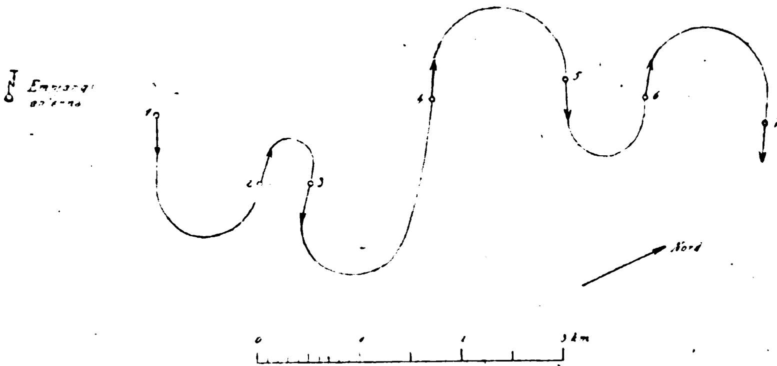
§ 6. Mäanderflug, Entfernungsgesetz.

15. Es zeigte sich bald, daß es bei entsprechender Aufmerksamkeit des Flugzeugführers zwar gelang eine konstante Flughöhe einzuhalten, daß es dagegen ungleich schwerer und an Tagen starken Windes fast unmöglich war, eine in der Karte vorgeschriebene Flugbahn genau innezuhalten. Dadurch kam gerade in die für die Messungen ent-

Digitized by Google

scheidende Bestimmung der horizontalen Entfernung zwischen Bodenstation und Flugzeug eine Unsicherheit, der durch entsprechende Reduktionen entgegengewirkt werden mußte.

Es galt demnach zunächst das Gesetz festzulegen, nach dem sich, unter Ausschluß der Richtwirkung, die Empfangsenergie mit der Entfernung ändert. Die Flugbahn wurde dabei so gewählt, daß die Messungen auf allen Entfernungen bei seitlicher Stellung des Flugzeuges durchgeführt wurden. Für diese Wahl sprachen zwei Gründe: Zunächst ist es, auch an windstillen Tagen, sehr schwer, eine vorgegebene Richtung der Flugzeugachse genau einzuhalten, es mußte also mit



Fehlern in dem horizontalen Winkel zwischen Sehstrahl Bodenstation—Flugzeug und Flugzeugachse gerechnet werden. Dieser Winkel wird in der Folge mit φ bezeichnet und so gemessen, daß für das abfliegende Flugzeug $\varphi = 0$ ist, für das Flugzeug, das seine rechte Seite der Bodenstation zukehrt, $\varphi = 90^0$. Vorversuche hatten ergeben, daß sich die Sendecharakteristik bei seitlicher Stellung der Bodenstation mit φ wenig ändert. Zweitens ließ die später bestätigte Auffassung der Flugzeugantenne als geneigter Dipol erwarten, daß bei der erwähnten Stellung auch in das Entfernungsgesetz die Richtwirkung am wenigsten störend eintreten würde.

16. Fig. 5 zeigt eine solche gut gelungene „Mäanderflugbahn" vom 8. 7. 18 in Lärz. Die Flughöhe war dabei 500 m. Das Flugzeug sandte an den Stellen 1—7. Dabei wich der Winkel φ (Nr. 15) bei der ersten Messung um 5^0, bei der 6. um 7^0 von 90^0 oder 270^0 ab, sonst nie mehr als 3^0. Die entsprechenden Messungen waren folgende:

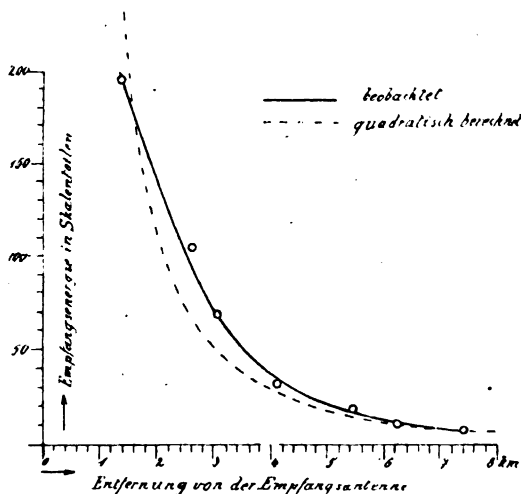
Digitized by Google

Tabelle 1.

Nr. der Messung	Messung in der Bodenstation, Teilstriche	Antennenstromstärke im Flugzeuge, Ampere	Wagrechte Entfernung Flugzeug—Bodenstation, km	Auf 3 Amp. reduzierte Messung, Teilstriche
1	168	2,8	1,4	194
2	90	2,8	2,6	104
3	59	2,8	3,05	68
4	28	2,8	4,1	32
5	15,7	2,8	5,45	18,1
6	9,3	2,8	6,23	10,7
7	7,4	2,9	7,4	7,9

Die in der Bodenstation gemessenen Teilstriche sind, wenn nicht besonders erwähnt, stets proportional dem Quadrate der Empfangsstromstärke.

Fig 6



Hier wie auch sonst immer wichen im Flugzeuge die Sendeintensitäten der einzelnen Dauerstriche voneinander ab, sie schwankten im allgemeinen zwischen 2,7 und 3,1 Amp. Die an der Erde abgelesenen Ausschläge wurden deshalb quadratisch reduziert, und zwar der einfacheren Rechnung halber immer auf 3 Amp. Sendestrom. In Fig. 6 sind diese auf 3 Amp. reduzierten Werte und die daraus graphisch gemittelte Kurve eingetragen, daneben zum Vergleich die Kurve, welche

Digitized by Google

der quadratischen Abnahme der Empfangsenergie mit der Entfernung entsprechen würde. Die Messungen zeigen, daß bei 500 m Flughöhe und seitlicher Stellung des Flugzeuges im Bereiche zwischen 1,5 und 7,5 km die Empfangsenergie nahezu umgekehrt proportional dem Quadrate der Entfernung ist. Wie zu erwarten war, fügen sich die Rechts- und Linkswerte dem Kurvenbild gut ein.

17. Durch die Arbeiten von Sommerfeld (Ann. d. Phys. **28**, 1909) und Austin (Jahrb. f. drahtl. Telegr. **8**, 575, 1914) ist für Bodenstationen die Beziehung zwischen Empfangsenergie und gegenseitigem Abstand der Antennen bekannt. Für die Lärzer Versuche können die von Sommerfeld in der einfachen Hertzschen Gleichung eingeführten Korrektionsglieder für Erdkrümmung und Zerstreuung vernachlässigt werden, soweit es sich um Entfernungen unter 100 km handelt. Infolgedessen wurde zur Reduktion der Empfangsenergie auf eine mittlere Entfernung die Abnahme der Empfangsenergie als umgekehrt proportional dem Quadrat des Abstandes angenommen. Die mittlere Entfernung ist hier auf die Flugbahn bezogen, die das Flugzeug hätte einhalten sollen, in diesem Falle ein Kreis um die Empfangsstation. Aus flugtechnischen Gründen waren jedoch Abweichungen hiervon unvermeidlich. Allerdings handelte es sich hierbei nur um verhältnismäßig geringe Entfernungsunterschiede, so daß es unbedenklich schien, bei den Korrektionen auf die ideale Flugbahn die von Hertz gegebenen Beziehungen anzuwenden, nach welchen die Stärke des elektrischen Feldes umgekehrt proportional mit dem Abstand vom Sender abnimmt. Vgl. Nr. 25. Sobald aber das Flugzeug eine andere als seitliche Stellung zur Antenne einnimmt, besteht diese einfache Gesetzmäßigkeit für größere Entfernungsunterschiede infolge der Überlagerung einer starken Richtwirkung nicht mehr. Näheres darüber enthält Nr. 20.

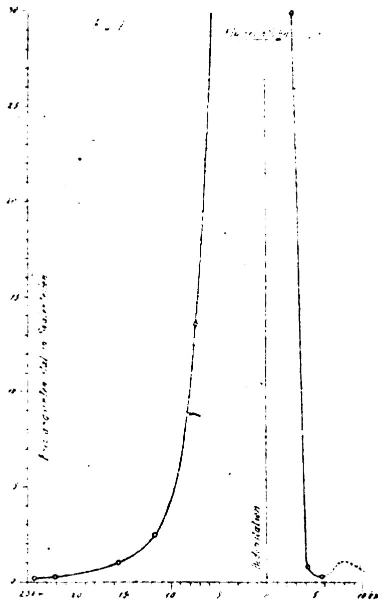
§ 7. Das Hertzsche Feld im Vertikalschnitte durch die Flugzeugachse.

18. Als einfachster Schnitt durch das Hertzsche Feld wurde der Vertikalschnitt durch die Flugzeugachse gewählt, in dem fast genau die Achse des Dipols liegt (Fig. 2). Er wurde durch Anflug der Bodenstation, Überfliegen und Abflug bei konstanter Höhe in einer Vertikalebene durch die Bodenstation gewonnen. Besonders interessante Beobachtungen waren dabei in dem Augenblicke zu erwarten, in dem die Empfangsantenne in der Verlängerung des Dipols lag, da hier das

Digitized by Google

elektrische Feld des Senders Null war und beim Überfliegen der Station, weil dabei der Empfangsdipol in der Fortpflanzungsrichtung lag.

Bei den ersten Versuchen dieser Art wurde nur An- und Abflug beobachtet, dagegen fielen beim Überfliegen die Messungen aus, wegen des außerordentlichen Ansteigens der Intensitätswerte, für das der Meßbereich der Apparatur nicht genügte; außerdem änderten sich in der Nähe der Antenne die Intensitäten derart rasch, daß während der Meßstriche keine zuverlässigen Ablesungen möglich waren. Fig. 7 zeigt

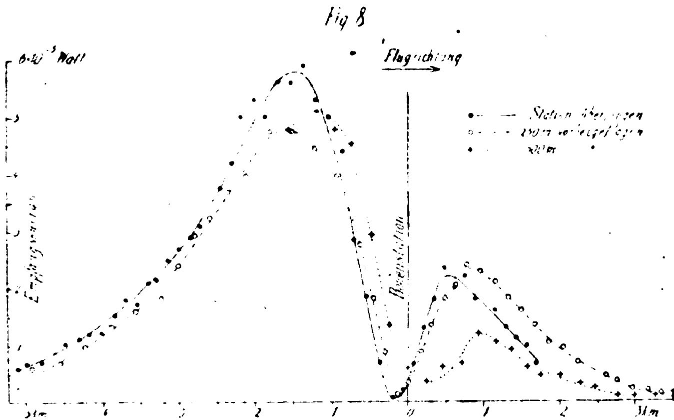


das Ergebnis einer solchen Messung mit dem in Nr. 7 beschriebenen Sendeverfahren. Versuchstag war der 19. 12. 17 in Döberitz, die Flughöhe betrug 1600 m. Der Anflug beginnt bei 25 km, die Messungen gehen bis etwa 7 km, setzen dann aus, um 2,5 km nach Überfliegen der Antenne wieder zu beginnen und bei ungefähr 10 km aufzuhören. Die Abszissen des in der Figur punktiert gezeichneten Teiles der Kurve sind unsicher, da infolge Versagens der damals noch bei den Versuchen benützten Front-Flugzeugkamera (vgl. Nr. 9) die photographischen Aufnahmen ausfielen, dagegen sind die Ordinaten, welche das relative Maximum an dieser Stelle liefern, zuverlässig. Das relative

Digitized by Google

Minimum, dessen Lage 5,8 km nach Überfliegen der Station feststeht, liegt nach den geläufigen Hertzschen Bildern in der Richtung des Dipols. Auf diesen Punkt zeigt bei 1600 m Flughöhe eine geradlinige Flugzeugantenne hin, welche 16° gegen die Horizontale geneigt ist. Die wirkliche Flugzeugantenne wäre also hier durch eine Linearantenne zu ersetzen, die etwa 16° Neigung gegen die Horizontale hat.

19. Die eben erwähnten meßtechnischen Schwierigkeiten wurden dadurch umgangen, daß in der Bodenstation Nebenschlüsse benutzt wurden (Nr. 14) und das Sendeverfahren für diese Versuche in der



folgenden Weise geändert wurde: An Stelle der einzelnen Meßstriche gab das Flugzeug während der ganzen Messung einen ungefähr 4 Minuten langen Dauerstrich, mit schwächerer Energie als sonst, ungefähr 1,3 Amp. Von 5 zu 5 Sekunden wurden in der Bodenstation die Intensitäten abgelesen. An Stelle der früher bei jeder Messung gemachten photographischen Aufnahmen wurde hier in größeren Intervallen photographiert. An Stoppuhren wurde Beginn und Ende des Dauerstriches in Flugzeug und Bodenstation abgelesen, im Flugzeug außerdem noch der Augenblick der photographischen Aufnahme, worauf die Einordnung der einzelnen Meßpunkte in die Flugbahn bewerkstelligt werden konnte.

20. Die Meßergebnisse und die zugehörigen Flugbahnen des bestgelungenen Versuches dieser Art geben Fig. 8 und 9 wieder. Versuchstag 25. 7. 18, 8 Uhr 45 Min. vorm. in Lärz, Flughöhe 1600 m. Es gelang nicht jedesmal, die Antenne genau zu überfliegen, infolgedessen stellen die Kurven 2 und 3 nicht den beabsichtigten Vertikal-

Digitized by Google

schnitt durch das Hertzsche Feld dar, sondern die zur Erde senkrechten Komponenten des Schnittes, den man erhält, wenn man diese Vertikalebene um die durch den Dipol gelegte horizontale Gerade aus der vertikalen Lage herausdreht. Der Winkel, um den die Vertikalebene dabei gedreht werden muß, beträgt bei Kurve 2 10^0 und bei Kurve 3 20^0. In diesen beiden Kurven sind als Abszissen die Entfernungen aufgetragen, die man auf den Flugbahnen vom Fuße des Lotes aus abgreift, das von der Bodenstation auf die Flugbahn gefällt wird, als Ordinaten die Empfangsenergien in Watt. Kurve 1, Fall des Überfliegens, zeigt ihr Maximum 1,5 km vor Überfliegen der Antenne, fällt bei weiterer Annäherung an die Empfangsstation rasch bis fast zum Nullwert, etwa 200 m vor Überfliegen der Antenne, steigt zu einem neuen relativen Maximum an, das 500 m nach Überfliegen der Antenne eintritt, hieran schließt sich ein Abfall. Das in Fig. 7 wiedergegebene neue weitere Minimum und Maximum in ungefähr 6 und 8 km Entfernung nach Überfliegen der Antenne konnte wegen zu frühen Abbrechens des Dauerstriches nicht beobachtet werden. Das eben erwähnte Minimum ist in Kurve 3 zu erkennen, wobei aber zu berücksichtigen ist, daß gerade an dieser Stelle, wie aus der Flugbahn der Fig. 9 zu erkennen ist, φ um 20^0 vom richtigen Wert abweicht. Der Verlauf der drei Kurven läßt erkennen, wie das Minimum dicht bei Überfliegen der Antenne um so flacher wird, je weiter seitlich man an der Antenne vorbeifliegt. In den Messungen und photographischen Aufnahmen steht unbedingt fest, daß bei Kurve 1 dieses Minimum vor der Antenne liegt.

Für den quantitativen Vergleich mit den theoretischen Überlegungen, z. B. den Rechnungen des Herrn Burstyn, welche das typische Bild des Verlaufes dieser Kurven gut wiedergeben, sei bemerkt, daß wegen der Form der hier benutzten dreiteiligen Schirm-

Digitized by Google

antenne der Bodenstation diese Antenne nicht einem einfachen vertikalen Dipol gleichgesetzt werden kann.

21. An das Vorliegende schließen sich Versuche an zur Feststellung der Empfangsintensität bei verschiedenen Entfernungen und Höhen im Anfluge. Auch diese Versuche spielen sich in dem zu Beginn dieses Paragraphen eingeführten Vertikalschnitte des Hertzschen Feldes ab. Als Beispiel hierfür diene ein Versuch vom 22. 11. 17 in Döberitz mit der normalen Versuchsanordnung (je 3 Dauerstriche). Die gemessenen Werte gibt folgende Tabelle:

Tabelle 2.

Flughöhe m	Amp. im Flugzeuge	Messung in der Bodenstation, Teilstriche	Horizontale Entfernung Flugzeug—Bodenstation, km	Winkel φ (vgl. Nr. 15)	Auf 3 Amp. reduzierte Messung, Teilstriche
1700	2,05	1,40	13,3	180°	3,33
1700	1,90	3,30	10,5	176°	9,15
1700	1,80	7.20	8,5	170°	22,20
1200	2,00	1,00	13,1	191°	2,50
1200	1,90	1,87	10,5	183°	5,18
1200	1,85	4,40	8,2	175°	12,80
800	2,20	0,43	13,3	180°	0,89
800	2,10	1,00	10,9	178°	2,26
800	2,00	1,70	8,1	171°	4,25
400	2,05	0,17	12,8	186°	0,41
400	2,00	0,37	10,5	186°	0,92
400	2,10	0,83	8,1	179°	1,43

Fig. 10 zeigt das Ergebnis in Kurvenform. Die Beobachtungen liegen in Entfernungen von 8 bis 13 km und in Flughöhen von 400 bis 1700 m.

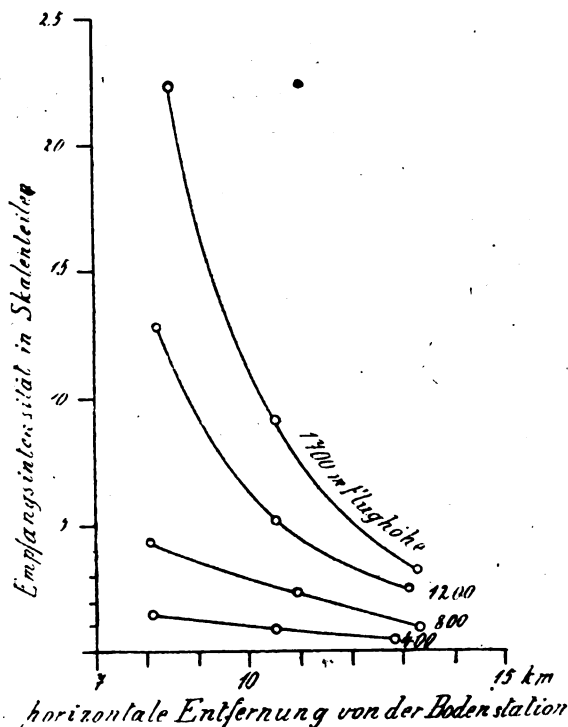
22. Fig. 11 gibt eine Zusammenstellung der Ergebnisse sämtlicher derartiger Beobachtungen in Entfernungen von 9 bis 26 km und für Flughöhen von 400 bis 1800 m. Dabei wurden die unmittelbaren Meßergebnisse in folgender Weise ausgeglichen: aus den gemessenen Kurven (Beispiel Fig. 10) wurden neue Kurven gewonnen, welche für eine bestimmte Entfernung die Abhängigkeit der Intensität von der Flughöhe angaben, durch Legen von Vertikalschnitten durch die Kurvenschar. Diese neuen Kurven dienten zur Interpolierung der Werte für die nicht beobachteten Höhen.

Aus Fig. 11 ist zu entnehmen, daß innerhalb der Versuchsgrenzen bei konstanter horizontaler Entfernung die Emp-

Digitized by Google

fangsenergie der Bodenstation gleichzeitig mit der Flughöhe zunimmt, während sie bei konstanter Flughöhe mit abnehmender

Fig. 10.



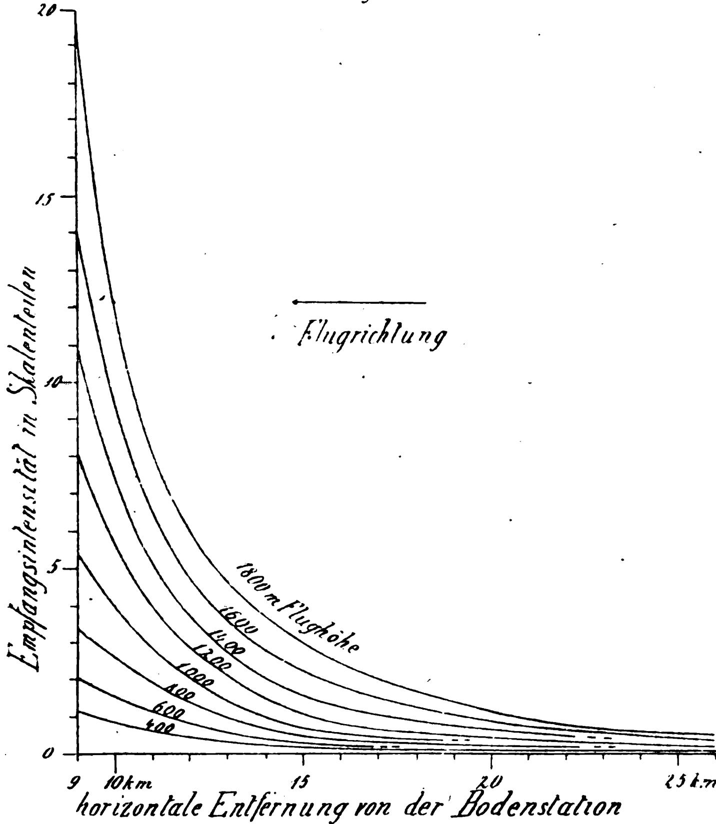
Entfernung zunimmt und zwar desto rascher, je größer die Flughöhe ist. Dies letzte Ergebnis veranschaulicht die aus Fig. 11 gewonnene

Tabelle 3.

Flughöhe	Horizontale Entfernung, km		Relative Empfangsenergie		$e_1 : e_2$	$J_2 : J_1$	$\left(J = \frac{\text{const}}{e^\nu}\right)$ $\nu = \frac{\log\left(\frac{J_2}{J_1}\right)}{\log\left(\frac{e_1}{e_2}\right)}$
m	e_1	e_2	J_1	J_2			
1700	13,3	8,5	3,33	22,20	1,565	6,66	4,23
1200	13,1	8,2	2,50	12,80	1,598	5,12	3,48
800	13,3	8,1	0,89	4,25	1,641	4,775	3,16
400	12,8	8,1	0,41	1,43	1,580	3,49	2,74

Digitized by Google

Die Größe ν nähert sich, je kleiner die Flughöhe wird, desto mehr der Zahl 2, d. h. die Zunahme der Empfangsenergie mit abnehmender Entfernung nähert sich desto mehr dem quadratischen Falle, je kleiner die Flughöhe ist.[1])



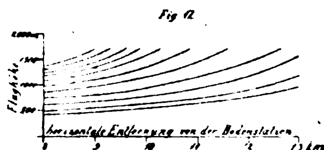
23. Fig. 12 gibt eine andere Deutung der Tabelle 2 wieder. Hier sind Kurven dargestellt, auf denen sich ein Flugzeug auf die Empfangsstation zubewegen müßte, um für diese konstante Empfangsenergie zu liefern.

1) Die Extrapolation obiger Werte bis zur Flughöhe Null zeigt, daß dann tatsächlich $\nu = 2$ erreicht wird.

Digitized by Google

§ 8. Horizontale Charakteristik der Flugzeugantenne.

24. Um einen neuen, vom bisherigen wesentlich verschiedenen, Schnitt des Hertzschen Feldes zu gewinnen, wurde der Fall realisiert, in dem sich das sendende Flugzeug in einem Punkte des Raumes um seine Vertikalachse dreht, während die Bodenstation mißt, oder, was auf dasselbe hinauskommt, das Flugzeug sendet einmal und es messen gleichzeitig Bodenstationen, die im Kreise um den Fußpunkt des Flugzeuges aufgestellt sind. Hierdurch wird das Hertzsche Feld durch einen Umdrehungskegel geschnitten, dessen Spitze



im sendenden Dipole liegt, und dessen Achse senkrecht zur Erde steht. Die Höhe des Kegels ist die Flughöhe, der Halbmesser seines Grundkreises die wagrechte Entfernung Flugzeug—Bodenstation.

Diese Verhältnisse ließen sich am einfachsten dadurch herstellen, daß bei konstanter Flughöhe das sendende Flugzeug in verschiedenen Richtungen über demselben Geländepunkte kreuzte, während gleichzeitig in der Bodenstation die Empfangsenergie bei den verschiedenen Stellungen des Flugzeuges bestimmt wurde, und zwar, wie bei den Versuchen von Nr. 20 direkt in Watt. Hiermit war gleichzeitig die Möglichkeit gegeben, den Nutzeffekt der drahtlosen Übertragung zu bestimmen.

25. Die am Saitengalvanometer abgelesenen Werte mußten in dreierlei Weise reduziert werden: Zunächst nach Nr. 16 quadratisch auf einen konstanten Sendestrom von 3 Amp., zweitens auf gleiche horizontale Entfernung zwischen Bodenstation und Flugzeug. Wie sich nach der einleitenden Bemerkung von Nr. 15 erwarten läßt, schwankte diese Entfernung bei den einzelnen Meßtripeln, und zwar bei den ersten drei der hier behandelten Versuche zwischen 8,9 und 11,15 km. Nach den Ergebnissen des § 6 schien auch hier eine quadratische Reduktion auf eine mittlere Entfernung von 10 km zulässig. Ein vierter Versuch wurde bei derselben Flughöhe auf Entfernungen zwischen 7,25 und 8,8 km durchgeführt. Eine versuchte quadratische Reduktion dieser Werte auf 10 km gab eine derartig gute Übereinstimmung mit den vorherigen Messungen (vgl. die Zahl 1,12 in Nr. 28 und die Fig. 13), daß der Versuch mit in die Reihe der 10 km-Versuche ein-

Digitized by Google

bezogen wurde. Drittens wurden die so gewonnenen Werte nach Fig. 4 in Watt umgerechnet.

Trotz aller dieser Vorsichtsmaßregeln deckten sich die Beobachtungen der einzelnen Tage zwar relativ sehr gut, aber nicht ihren absoluten Werten nach, d. h. die Energieübertragung zwischen Flugzeug und Bodenstation ist an verschiedenen Tagen verschieden günstig, wahrscheinlich verursacht durch den veränderlichen Zustand der Zwischenmedien.

26. Es wurden bei vier Versuchen in Lärz die folgenden Werte bestimmt, wobei die reduzierte Sendeenergie nach Nr. 6 135 Watt betrug:

Tabelle 4.

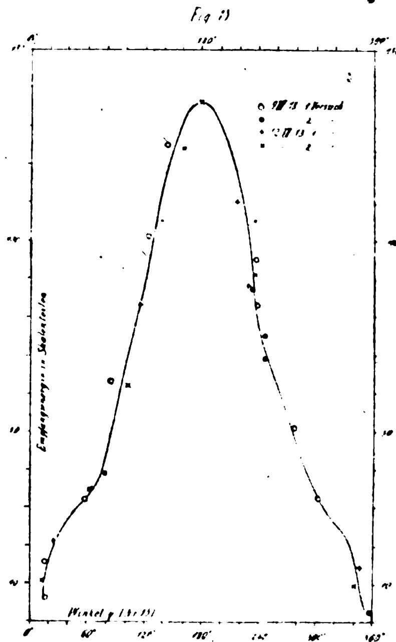
	Messung Flugzeug Ampere	Messung Erde Skalenteile	Horizontale Entfernung Flugzeug—Empf.-Stat. km	Winkel φ (vgl. Nr. 15)	Messung Erde, reduziert auf 3 Amp., 10 km	Reduzierte Empfangsenergie in Watt
1. Versuch über Leussow 9. 7. 18 6^{03} bis 6^{26} nachm.	2,85	0,33	9,3	16°	0,31	$4,7 \cdot 10^{-7}$
	2,88	1,33	10,7	239°	1,66	25,2
	2,75	1,61	10,2	123°	2,03	30,8
	2,80	1,10	9,0	278°	1,03	15,6
	2,75	0,57	9,7	58°	0,64	9,7
	2,85	1,90	10,0	196°	2,10	31,9
	2,81	0,63	9,55	303°	0,65	9,87
	2,70	2,10	10,0	143°	2,5	38,0
	2,80	0,13	9,65	17°	0,14	2,12
	2,75	1,67	10,1	237°	1,91	29
	2,78	1,20	9,5	85°	1,27	19,3
2. Versuch über Peetsch 9. 7. 18 6^{30} bis 6^{37} nachm.	2,87	0,73	9,8	78°	0,775	$11,75 \cdot 10^{-7}$
	2,85	1,90	9,1	233°	1,74	26,4
	2,88	1,70	9,0	247°	1,5	22,8
	2,8	0,10	8,9	356°	0,095	1,44
	2,81	1,50	9,0	247°	1,38	20,95
3. Versuch über Roggentin 12. 7. 18 6^{44} bis 6^{55} nachm.	2,75	3,6	10,9	138°	5,1	$77,5 \cdot 10^{-7}$
	2,7	4,2	10,15	217°	5,3	80,5
	2,78	0,7	10,3	25°	1,0	15,17
	2,71	3,5	10,85	236°	5,1	77,5
	2,71	0,4	10,35	346°	0,52	79,0
	2,75	2,7	11,15	115°	4,0	60,8
	2,80	3,5	10,2	229°	4,2	63,8
4. Versuch über Mirow Ost 12. 7. 18 7^{01} bis 7^{12} nachm.	2,80	2,1	8,0	62°	1,54	$23,4 \cdot 10^{-7}$
	2,70	6,9	8,0	161°	5,4	82,0
	2,73	0,6	7,5	340°	0,4	6,08
	2,73	7,9	7,9	180°	5,9	89,5
	2,71	0,6	7,25	12°	0,47	7,14
	2,78	3,0	8,8	103°	2,7	41,0
	2,70	6,1	7,25	237°	3,95	60.0

Digitized by Google

27. An meteorologischen Daten wurden an diesen beiden Tagen zur Versuchszeit festgestellt:

9. 7. 18. SO.-Wind, in 1600 m Höhe ungefähr 5 m/sek;
Gewitterneigung, leicht böig, starker Dunst, in 2000 m Höhe geschlossene Wolkendecke;
Temperatur am Boden 24° C, 60 % relative Feuchtigkeit. Barometer 754 mm.

12. 7. 18. SW.-Wind, in 1600 m Höhe ungefähr 10 m/sek;
böig, leichter Dunst, vor der Sonne starker Dunst, einzelne Wolken in 1800 m Höhe;
Temperatur am Boden 23° C, 51 % relative Feuchtigkeit, Barometer 756 mm.



28. Aus den Messungen folgt zunächst, daß einer Energie von 135 Watt in der Sendeantenne bei 10 km Entfernung und 1600 m Flughöhe eine Empfangsenergie von höchstens $9 \cdot 10^{-6}$ Watt entspricht, wenn die in § 5 angegebene Anordnung der Bodenstation benützt wird.

Fig. 13 zeigt die nach Nr. 26 gemessenen Werte der vier Versuche

Digitized by Google

graphisch aufgetragen. Die einzelnen Versuchsreihen mußten, wie in Nr. 25 erwähnt wurde, aufeinander reduziert werden. Diese Tagesreduktionen wurden in der Weise durchgeführt, daß die Versuchswerte der einzelnen Tage durch eine Kurve verbunden wurden, und diese Kurven durch graphisches Vergleichen entsprechender Kurvenbögen auf denselben Maßstab gebracht wurden. Die so gewonnenen Verhältnisse waren:

$$\text{1. Versuchstag:} \quad \frac{\text{2. Versuch}}{\text{1. Versuch}} = 1$$

$$\text{2. Versuchstag:} \quad \frac{\text{4. Versuch}}{\text{3. Versuch}} = 1{,}12$$

$$\text{Vergleich der beiden Tage:} \quad \frac{\text{3. Versuch}}{\text{1. Versuch}} = 2{,}06$$

d. h. die Energieübertragung war am 9. 7. bei sonst genau gleichen äußeren Bedingungen nur halb so gut als am 12. 7. Dabei stimmt, wie in Nr. 26 angegeben, die Tageszeit bis auf $^3/_4$ Stunden überein, während die meteorologischen Verhältnisse nach Nr. 27 ebenfalls ähnlich waren. Leider konnte damals die beabsichtigte Messung der Leitfähigkeit und Dielektrizitätskonstanten des Erdbodens in der Umgebung der Empfangsstation nicht durchgeführt werden. Bemerkt sei noch, daß die Radienvektoren von der Bodenstation aus, in denen sich die Versuche abspielten, an beiden Tagen nahezu dieselben waren.

Die Kurve der Fig. 13 ist ohne Rücksicht auf Symmetrie durch die gemessenen Punkte hindurch gelegt, wobei nur ein Wert des ersten Versuches aus der Kurve herausfällt. Die Abszisse gibt den Winkel zwischen Flugzeugachse und Sehstrahl der Bodenstation nach Nr. 15, die Ordinaten geben die gemessenen und reduzierten Skalenteile. Das Maximum der Kurve liegt bei 180°, d. h. beim Fluge in Richtung auf die Empfangsstation, das Minimum bei 0° oder bei 360°, d. h. beim Wegfliegen von der Empfangsstation. Dabei verhält sich die Energie beim Hinfluge zu der beim Wegfluge wie 54 : 1.

29. Die Kurve der Fig. 13 ist in Fig. 14 in Polarkoordinaten dargestellt und zwar gestrichelt. Sie ist nicht genau symmetrisch, wie ihre Abweichungen vom punktierten Spiegelbild zeigen. Da diese Differenzen im Bereiche der Meßfehler liegen, kann die durch graphisches Mitteln gewonnene stark gezeichnete symmetrische Kurve der Fig. 14 als Bild des zu Beginn dieses Paragraphen eingeführten Schnittes angesprochen werden, das gewonnen wird, indem man die Radien-

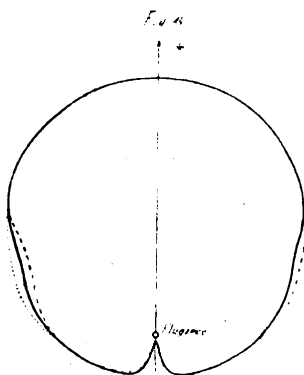
Digitized by Google

vektoren vom Dipol nach den Punkten des Schnittes so um den Dipol in die horizontale Lage dreht, daß sie stets in derselben Vertikalebene bleiben.

Bemerkenswert ist das sehr rasche Ansteigen der Werte von dem seiner Größe nach durch die Messungen vollständig gesicherten Minimum längs der Schenkel eines Winkels von ungefähr 40°.

§ 9. Einfluß des Bodens, Kreisflüge.

30. Die bisher beschriebenen Versuche spielten sich in ein und demselben Radiusvektor von der Bodenstation aus ab und gegen eine ungerichtete Empfangsantenne in dieser Station. Die praktische Frage



nach der günstigsten Aufstellung der militärisch gebräuchlichen Bodenantenne im Verkehr mit Flugzeugen, einer geknickten T-Antenne. führte zu Versuchen gegen eine Bodenantenne, deren Richtwirkung im Zusammenarbeiten mit Flugzeugen nach Beobachtungen der militärischen Praxis fraglich war.

Die Versuchsanordnung und das Sendeverfahren blieben unverändert § 2 bis § 5), die Form der Bodenantenne ausgenommen, doch wurde als neue Flugbahn ein Kreis in konstanter Höhe um die Bodenstation gewählt. Dabei blieb der Winkel φ (Nr. 15) konstant, die Messungen konnten aber, da sie sich auf verschiedene Radienvektoren um die Bodenstation bezogen, zu Beobachtungen über den Einfluß des Bodens verwendet werden.

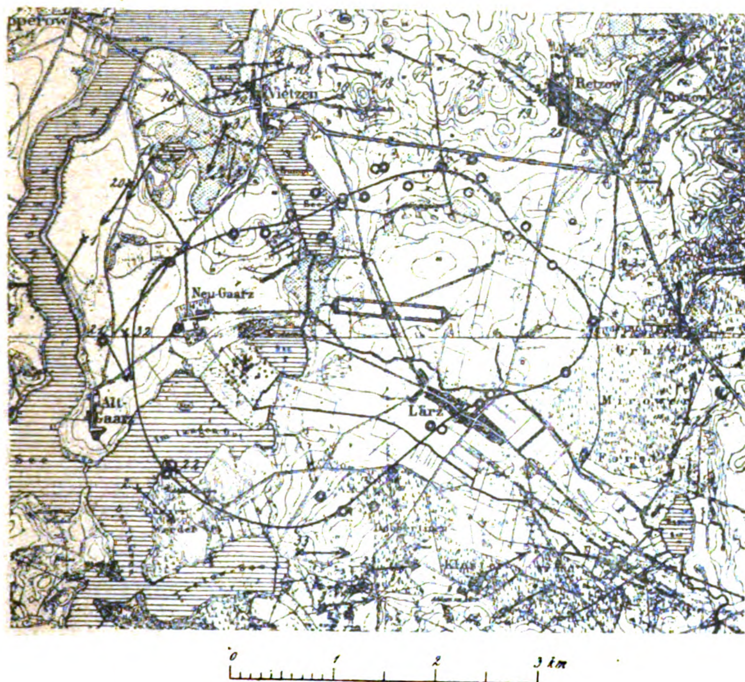
Die Ausmaße der Bodenantenne waren dabei: Höhe des Holzmastes 25 m. Höhe der Antennenpunkte über dem Boden 17 m. Länge

Digitized by Google

jedes Antennenarmes 20 m, Abstände der zwei Paralleldrähte der Antenne voneinander 80 cm. Gegengewicht war die Erde.

31. Bei den Versuchen umkreiste das Flugzeug zu wiederholten Malen die Bodenstation in 3 km Entfernung und 500 m Höhe, während in der Bodenstation die Empfangsenergien relativ gemessen wurden. Fig. 15 gibt die Ergebnisse des bestgelungenen derartigen Versuches

Fig. 15.



wieder, der am 2. 7. 18 8 Uhr 40 bis 9 Uhr 25 Min. vorm. in Lärz vorgenommen wurde. Hier sind zunächst in der Karte durch Kreuze und Pfeile die Vertikalprojektionen des Flugzeuges und seiner Achse im Augenblicke der Messung angegeben, die beigeschriebenen Zahlen geben die Reihenfolge der Messungen an. Die auf 3 Amp. und 3 km quadratisch reduzierten Werte der ersten 16 Messungen, bei denen die Antenne die (nicht maßstabsgerecht) eingezeichnete Lage hatte, sind durch einfache Kreise angegeben. Nach diesen Messungen wurde die Bodenantenne um ungefähr 60° in die doppelt gezeichnete zweite

Digitized by Google

Lage gedreht, worauf die durch Doppelkreise dargestellten Werte gemessen wurden.

Die eingetragene Kurve fügt sich beiden Gruppen von Werten gut ein, die geknickte T-Antenne zeigte demnach hier keine Richtwirkung.

Die starke Abweichung der Kurve von der Form eines Kreises um die Bodenstation, die durch eine Reihe ähnlicher Versuche bestätigt wurde, sogar zu wiederholten Malen noch viel ausgeprägter auftrat, muß ihre Ursache in der Bodenbeschaffenheit haben. Die Frage, ob dabei der Boden in weiterer Ausdehnung um die Antenne, oder, weil diese geerdet war, überwiegend die nächste Umgebung der Empfangsantenne eine Rolle spielte, konnte hier nicht mehr geklärt werden. Als bemerkenswert und übereinstimmend mit anderweitigen Lärzer Versuchen sei auf die Tatsache hingewiesen, daß die Richtung der größten Empfangslautstärke auf die nächste größere Wasserfläche hinweist. (Vgl. dagegen Nr. 34.) Ähnliche Beobachtungen bei Versuchen zwischen Bodenstationen sind bereits bekannt und z. B. für Horizontalantennen von Kiebitz erwähnt (Ann. d. Phys. **32**, S. 969, 1910). Die weitere Verfolgung dieser Versuche mit Empfang von Flugzeug gegen Erde wäre insofern von Wichtigkeit, als sich dadurch die Frage klären ließe, inwieweit hierbei der Erdboden für die Fortpflanzung der Wellen allein maßgebend ist, d. h. ob die Empfangscharakteristik die gleiche bleibt, wenn an Stelle des umkreisenden Flugzeugsenders eine Anzahl von im Kreis aufgestellten Bodenstationen sendet. Die Ausführung dieses Versuches mußte jedoch wegen Abbruchs der Arbeiten unterbleiben.

§ 10. Messungen mit horizontaler Bodenantenne.

32. Da die bisherigen Messungen im wesentlichen nur die Vertikalkomponente der Empfangsintensität berücksichtigten, wurden als notwendige Ergänzungen Versuche mit horizontalen Bodenempfangsantennen vorgenommen. Das Meß- und Sendeverfahren war das gleiche wie bisher, dagegen bestand die Empfangsantenne aus zwei horizontalen Ästen von je 50 m Länge. Die Drähte lagen in einer Ebene und waren 2 m über dem Erdboden gespannt, getragen von Holzmasten in je 10 m Abständen, sie stellten einen horizontalen Dipol einfachster Art vor. Die Nähe von Gebäuden und anderen Antennengebilden war bei der Aufstellung vermieden worden.

33. Die Messungen des einzigen darüber vorliegenden Versuchstages, des 10. 10. 18, $8^h 45 - 9^h 05$ vorm. in Lärz, waren bei 500 m

Digitized by Google

Flughöhe, Linkskreis und (ausnahmsweise) konstantem Sendestrom von 2,8 Amp. in der Flugzeugantenne.

Tabelle 5.

	φ (vgl. Nr. 15)	Horizontale Entfernung, km	Empfangs-Intensität, Teilstriche	Auf 3 km reduz. Messung, Teilstriche	Empfangs-energie in Watt
1	271°	2,5	1,70	1,18	$3,3 \times 10^{-6}$
2	292°	2,4	2,35	1,60	4,5
3	285°	2,95	1,27	1,23	3,6
4	241°	3,1	0,57	0,59	1,6
5	241°	2,8	0,33	0,28	0,8
6	260°	3,1	0,62	0,65	1,8
7	270°	3,25	1,10	1,29	3,7
8	251°	3,65	1,18	1,68	4,8
9	261°	3,5	1,20	1,57	4,4
10	260°	3,3	0,93	1,15	3,2
11	270°	3,3	0,83	0,98	2,7
12	272°	3,0	0,60	0,60	1,7

Die große Schwankung in den φ-Werten und in den Entfernungen ist daraus zu erklären, daß der Wind an diesem Tage ganz außergewöhnlich böig war. Die quadratische Entfernungsreduktion ist durch Nr. 16 begründet. Fig. 16 enthält die gemessenen Werte in Polarkoordinaten als Kreise aufgetragen. Die gestrichelt eingezeichnete Kurve ist eine cos-Kurve in Polarkoordinaten; sie deckt sich ziemlich gut mit den Beobachtungen. Wie sich zeigte, hat an der Stelle des empfangenden Dipols das tatsächliche elektrische Feld eine Horizontalkomponente, diese wird durch das Kreisen des Flugzeuges gedreht. Die Erdantenne spricht auf sie in der Parallelstellung am meisten, in der Normalstellung gar nicht an, im übrigen nahezu im Verhältnis des cos. Die Richtung dieser Horizontalkomponente relativ zum Radiusvektor nach dem Flugzeuge hin erhält man, wenn man im Maximalpunkte der ausgezogenen Kurve die Parallele zur Erdantenne zieht. Bezeichnet man das Maximum der Kurve mit P, so folgt daraus: befindet sich ein sendendes Flugzeug im Sehstrahl OP, 3 km entfernt von 0 in 500 m Höhe in der Stellung des Linkskreises, dann erzeugt es 2 m über dem Erdboden in O ein elektrisches Feld, dessen Horizontalkomponente die Richtung $A_1 O A_2$ hat.

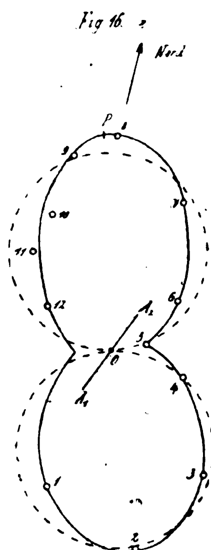
Die Form der cos-Kurve tritt auch in älteren Beobachtungen auf[1]), während aber sonst das Maximum der Kurve senkrecht zur Richtung der Horizontalantenne liegt, ist es hier um 55° im Uhrzeigersinne

1) Vgl. hierüber Kiebitz, Ann. d. Phys. 32, p. 969, 1910.

Digitized by Google

verschoben. Die Einführung des die Bodenstation umkreisenden Flugzeuges als Sendestation hat hier durch die Richtwirkung der Flugzeugantenne eine Drehung der Charakteristik um 55° entgegengesetzt der Flugrichtung hervorgerufen.

34. Die Symmetrie der ausgezogenen Kurve in Fig. 16 ist zunächst ein Zeichen für die Zuverlässigkeit der reduzierten Beobachtungsergebnisse, sie ist aber andererseits auch größer, als sie nach Nr. 31



hätte sein dürfen. Der hier benützte Antennenplatz und der von Nr. 31 lagen nur ungefähr 100 m auseinander.

Der Unterschied zwischen den beiden Versuchsanordnungen besteht darin, daß hier die Horizontalkomponente, in Nr. 31 die Vertikalkomponente des elektrischen Feldes gemessen wurde, ferner darin, daß die Horizontalantenne nicht wie die Antenne der Fig. 15 geerdet war. Bei Abwägung dieser beiden Abänderungen gegeneinander drängt sich die Annahme auf, daß die Ausschaltung des Gegengewichtes Erde die anisotropen Einflüsse des Bodens aufgehoben hat, daß folglich die Unsymmetrien der Fig. 15 nur in den Bodenverhältnissen in nächster Umgebung der Empfangsantenne bedingt sind.

35. Es sei hier eine grundsätzliche Bemerkung über Peilungen

Digitized by Google

mit dem Radio-Goniometer nach Bellini-Tosi angefügt, im Anschluß an den früher zitierten Bericht über die Lärzer Peilversuche[1]). Die dortige Nr. 25 bezieht sich auf denselben Versuchsflug wie die hier soeben besprochenen Messungen, bei dem auch gleichzeitig mit Horizontalantennen gepeilt wurde. Würde das Arbeiten mit dem Antennenkreuz und Goniometer dort genau äquivalent sein einer Drehung einer horizontalen Empfangsantenne, was sich mit den allgemein verbreiteten Anschauungen decken würde, dann hätten die Peilungen eine konstante Mißweisung von 35° am Schwanze des Flugzeuges vorbei ergeben müssen. Demgegenüber zeigt die Fig. 19 des Peilberichtes eine deutliche Abhängigkeit der Mißweisung von der Lage des Sehstrahles Bodenstation—Flugzeug zum Antennengebilde der Bodenstation (dort eingeführter Winkel). In Unsymmetrien des Bodens ist nach den hier durchgeführten Überlegungen von Nr. 33 diese Abhängigkeit von φ nicht zu suchen, die Einführung des Goniometers hat demnach eine durch die Apparatur des Goniometers verursachte Abhängigkeit der Mißweisung von der Lage der Sendestation zum Antennengebilde mit sich gebracht.

§ 11. Ungedämpfte Messungen mit anderen Flugzeugantennen.

36. Während sich die sämtlichen bisherigen Ausführungen auf das Hertzsche Feld der frei herabhängenden Flugzeugantenne der Nr. 5 bezogen, sei zum Schluß noch eine Gruppe von Versuchen behandelt, die zwar streng genommen nicht mehr in dem Rahmen dieser Betrachtungen liegen, die aber immerhin logisch und methodisch eng mit ihnen zusammenhängen.

Der militärisch begreifliche Wunsch nach einer Flugzeugantenne ohne Richtwirkung führte die Verfasser auf die Untersuchung verschiedener Antennenformen, die interessante Aufschlüsse über die Richtwirkung dieser neuen Antennen und über ihr Strahlungsvermögen mit sich brachte. Da von militärischer Seite inzwischen der Übergang zum Arbeiten mit ungedämpften Wellen bewerkstelligt worden war, wurde bei diesen Messungen abweichend von den bisherigen ungedämpft gesandt. Während das Sende- und Orientierungsverfahren der §§ 3 und 4 beibehalten wurde, war eine Abänderung der Sendeapparatur im Flugzeuge und der Meßanordnung in der Bodenstation notwendig. Die Dringlichkeit der Versuche verbot die Häufung der Messungen, doch dürften die mitgeteilten Ergebnisse trotzdem als zuverlässig erscheinen,

1) Baldus-Buchwald a. a. O.

Digitized by Google

wenn man die geringe Streuung in den bisherigen Messungen berücksichtigt.

37. Das Flugzeug war wieder eine Maschine vom Typ der Fig. 1. doch fehlte das besonders verlegte Gegengewicht. Als Sender wurde das U.-S.-Telefunkengerät, Type A H 3 Nr. 11 708 mit Hochspannungsgenerator Type R S 50 verwendet.

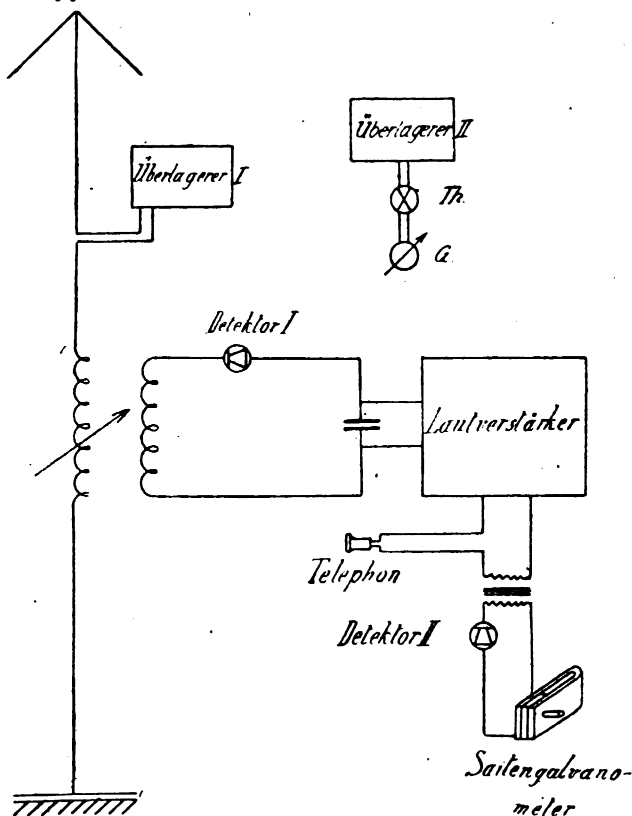


Fig. 17.

Ersterer ist ein Röhrensender mit einer einzigen Röhre und etwa 15 Antennenwatt-Leistung. Er besitzt Zwischenkreis und einen Wellenbereich von 350—700 m. Der zugehörige Generator war eine normale Hochspannungsmaschine mit Propellerantrieb und Vorgelege und lieferte etwa 6—800 Volt Spannung bei ungefähr 150 Watt Leistung. Sämtliche Messungen wurden bei einer Spannung von 700 Volt durch-

Digitized by Google

geführt. Die Sendestromstärke lag zwischen 0,1 und 0,25 Amp., entsprechend der Kapazität der Antenne. Als Flugbahn wurde wie in Nr. 24 das Kreuzen des Flugzeuges unter verschiedenen Azimuten über demselben Geländepunkte gewählt, hier in 700 m Höhe und etwa 3 km von der Bodenstation entfernt.

38. Die Daten der Empfangsanlage waren die gleichen wie in § 5. Eine der dortigen entsprechende direkte Empfangsenergiemessung erwies sich jedoch bei ungedämpften Wellen wegen der relativ geringen Empfindlichkeit des Permanentsaitengalvanometers unmöglich. Infolgedessen wurde auf eine absolute Messung mit Hilfe des Barretters verzichtet. Der Empfang geschah in üblicher Weise mit einem Überlagerer und Zweiröhrenlautverstärker mit Telephon nach Anordnung der Fig. 17. Im Telephonkreise des Verstärkers lag außerdem ein Überträger 1000 : 1000 Ohm, wie sie in der Fernsprechtechnik üblich sind, um den Anodengleichstrom vom Meßbereich fernzuhalten. Letzterer bestand aus dem Saitengalvanometer und einem Kristalldetektor. Die Messung lief also auf eine Beobachtung des gleichgerichteten Niederfrequenzstromes hinaus, während gleichzeitig im Telephon die Zeichen abgehört werden konnten. Da in dieser Meßanordnung vier unkontrollierbare Variabeln, nämlich Überlagerer I, Detektor I, Lautverstärker und Detektor II enthalten sind, war eine Konstanz der Empfindlichkeit auch auf kurze Zeit nicht zu verbürgen. Infolgedessen war ein zweiter Überlagerer vorgesehen, Fig. 17, der als Vergleichsnormale diente und äußerst lose mit der Antenne gekoppelt war. Seine Konstanz wurde durch angeschlossenes Vakuumthermoelement und Galvanometer geprüft. Zwischen je zwei Sendegruppen des Flugzeuges erfolgte nunmehr die Bestimmung der Empfindlichkeitsziffer mit Hilfe des Überlagerers II. Für die Güte der Messungen ist es von Wert, darauf hinzuweisen, daß diese Ziffer nur geringen Schwankungen unterworfen war. Hierfür war unerläßlich, vor Beginn der Messungen den Lautverstärker „einbrennen“ zu lassen und die Detektoren nicht auf die äußerste Empfindlichkeit einzustellen und erschütterungsfrei aufzustellen.

Das hier entwickelte Verfahren ist für absolute Messungen ohne weiteres nicht geeignet, hat sich jedoch für relative Beobachtungen sehr gut bewährt. Seine Anwendung war aber im vorliegenden Falle um so mehr am Platz, als die Messungen sich auf jeweils kurze Zeiten von $^1/_2$ bis höchstens 1 Stunde zusammendrängten und es nur darauf ankam, die Strahlungsfähigkeit der verschiedenen Flugzeugantennen miteinander zu vergleichen, ohne Rücksicht auf die absolute Größe der Energieübertragung. Letztere muß jedoch entsprechend der geringen

Digitized by Google

Sendeenergie und der kurzen Sendeantenne sehr gering gewesen sein und die Möglichkeit der Messung auf diesem beschriebenen Wege gibt gleichzeitig ein Maß für die hervorragende Energiesteigerung bei Verwendung des Überlagerers in Verbindung mit der Niederfrequenzverstärkung. (Fig. 17.)

39. Es wurden sechs Antennenformen untersucht, die in den folgenden Figuren durch kräftige Zeichnung kenntlich gemacht sind.

Form I. Antenne: Ein isoliert verlegter Litzendraht an der Stirnseite des unteren Tragdecks.

Gegengewicht: Dasselbe am oberen Tragdeck (Fig. 18).

Form II. Antenne: wie bei Form I.

Gegengewicht: Einfacher horizontaler Draht an drei kleinen Holzmasten von 80 cm Höhe auf dem oberen Tragdeck. (Fig. 19.)

Form III. Antenne: Frei herabhängende Litze von 7,5 m Gesamtlänge, mit einem Ei von $^1/_2$ kg beschwert. Der Mündungstrichter des Antennenschachtes ist hier jedoch bis zum Fahrgestell geführt, nicht wie in Fig. 2 an der Unterseite des Rumpfes angebracht. Er liegt demnach etwa 75 cm tiefer als gewöhnlich.

Gegengewicht: wie bei Form I. (Fig. 20.)

Form IV. Antenne: wie bei Form III.

Gegengewicht: wie bei Form II. (Fig. 21.)

Form V. Wie Form III, jedoch Mündungstrichter an der Unterseite des Rumpfes. (Fig. 22.)

Form VI. Wie Form IV, jedoch Mündungstrichter an der Unterseite des Rumpfes. (Fig. 23.)

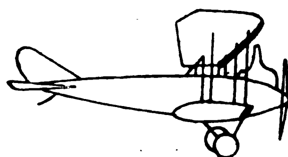
40. Es wurden die folgenden elektrischen Daten dieser verschiedenen Antennenformen festgestellt, wobei die Sendestromstärke, weil sie sich stets auf den gleichen Sender und dieselbe Spannung bezieht, für die betreffende Antennenform kennzeichnend ist:

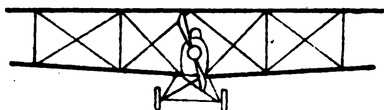
Tabelle 6.

Antennenform	Kapazität, cm	Eigenwelle, m	Sendestromstärke bei 700 Volt, Amp.
I	110	63	0,225
II	95	60	0,170
III	87	31	0,117
IV	75	28	0,108
V	75	47	0,120
VI	66	44	0,095

Digitized by Google

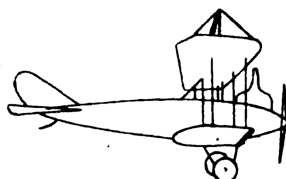
Fig. 18.

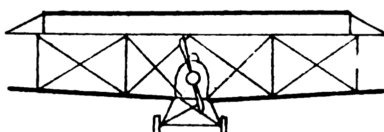




Form I.

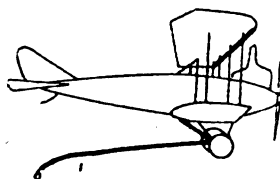
Fig. 19.

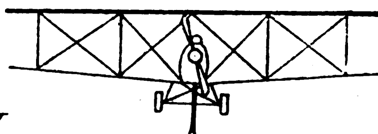




Form II.

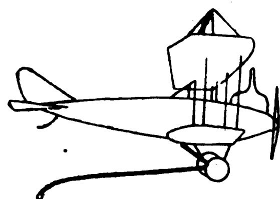
Fig. 20.

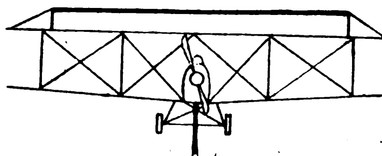




Form III.

Fig. 21.

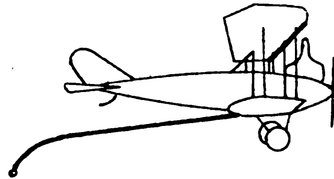


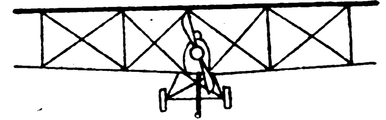


Form IV.

Digitized by Google

Fig. 22.





Form V.

41. Die Ergebnisse der Messungen mit den verschiedenen Antennenformen waren:

Tabelle 7.

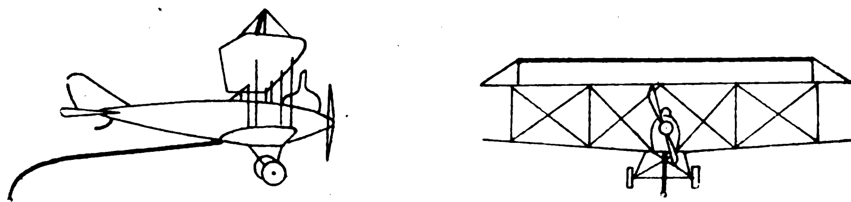
Antennenform	φ (Nr. 15)	Relative Empfangsenergie, auf 3 km reduziert	Sendestromstärke Amp.
I	87°	4,1	0,225
	260°	4,7	
	350°	4,5	
	161°	6,0	
	260°	5,5	
II	249°	9,3	0,170
	82°	10,4	
	338°	9,9	
	174°	7,5	
III	242°	19	0,117
	85°	17	
	344°	16	
	172°	20	
IV	265°	15,5	0,108
	77°	13,6	
	349°	15	
	184°	20	
V	92°	17	0,120
	245°	13,5	
	338°	6,1	
	167°	9,9	
VI	171°	18	0,095
	338°	9,0	
	80°	14	

Die Antennenformen I und II sind fast ungerichtet, sie können als vertikaler Dipol betrachtet werden. Die Verwendung eines Mastaufbaues von 80 cm Höhe bei Form II vergrößert die effektive An-

Digitized by Google

tennenhöhe um die Hälfte und verdoppelt beinahe die Empfangsenergie. Dagegen bringen die Mastaufbauten der Formen IV und VI keine

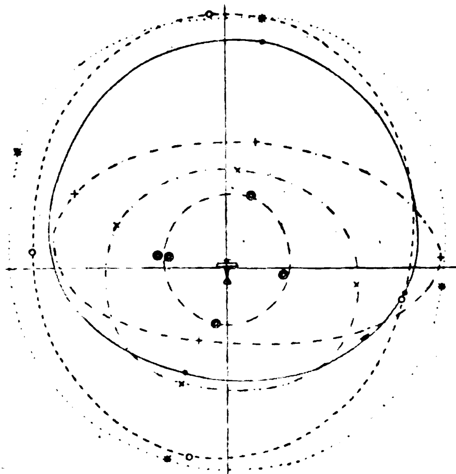
Fig. 23.



Form VI.

merkbare Vergrößerung der Empfangsenergie mit sich. Die Form III liefert die größte Empfangsenergie, ohne gerichtet zu sein, Form IV

Fig. 24



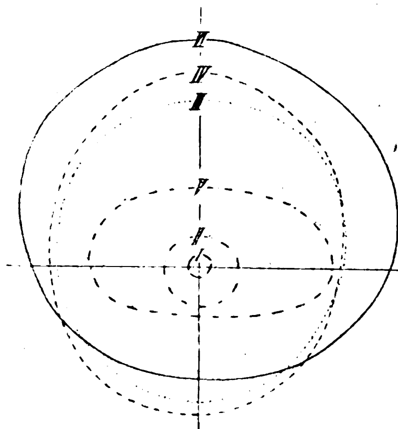
Antennenformen

I ● – – – –	IV ○ · · · · · · · ·
II × – – – · –	V + – – – –
III * · · · · · · ·	VI • ———

ist fast ebensogut, dagegen tritt sofort ausgesprochene Richtwirkung ein, sobald, wie in Form V und VI, die freie Antenne wieder in der

normalen Weise nicht vom Fahrgestell, sondern vom Rumpfe weggeführt wird. Die Formen V und VI bilden einen Übergang zwischen den völlig ungerichteten Antennen und der extrem gerichteten frei herabhängenden Antenne der §§ 2 bis 10. Die Richtwirkung läßt sich auch bei frei herabhängender Antenne vermeiden, wenn

Fig 25.



eine kurze Antenne und möglichst großer Vertikalabstand der beiden Kapazitätsflächen verwendet wird.

42. Zum Schlusse seien in Fig. 24 nach der Tabelle von Nr. 41 die Sendecharakteristiken der sechs Antennenformen angegeben und in Fig. 25 dieselben Charakteristiken, jedoch auf gleiche Sendestromstärke bezogen, so daß dadurch ein Bild vom Strahlungsvermögen gewonnen wird, das in erster Linie von der effektiven Antennenhöhe abhängt.

Obwohl die Versuche, wie eingangs gesagt, ihren Vorbedingungen entsprechend, keinen Anspruch auf Vollständigkeit erheben, lassen sich die Ergebnisse kurz wie folgt zusammenfassen:

1. Mit Hilfe eines zu diesem Zwecke ausgebildeten Verfahrens wurde auf experimentellem Wege das Hertzsche Feld einer freihängenden Flugzeugantenne bei verschiedenen Entfernungen, Höhen und Azimuthen gemessen, sowohl mittels vertikaler als auch horizontaler Empfangsantennen.

2. Wie die erhaltenen Schaulinien zeigen, kann man die sendende Hängeantenne der Flugzeuge in elektrischer Hinsicht als freischwingenden Dipol von etwa der gleichen Neigung gegen die Horizontale auffassen.

Digitized by Google

3. Bei seitlicher Stellung des sendenden Flugzeuges in 500 m Höhe nimmt schon von 1,5 km Abstand von der empfangenden Bodenstation die Empfangsenergie umgekehrt mit dem Quadrat der Entfernung ab. § 6.

4. Es wurden die charakteristischen Empfangsenergiekurven gewonnen, welche sich beim Überfliegen der Bodenstation ergeben. Sie stellen das Hertzsche Feld im Vertikalschnitt durch die Flugzeugachse dar und decken sich in ihrem typischen Verlauf gut mit den Forderungen der Theorie. § 7.

5. Die Ausdehnung dieser Versuche auf verschiedene Höhen und Entfernungen zeigte, daß von 400—1700 m Höhe bei konstanter Entfernung die Empfangsenergie der Bodenstation mit der Höhe zunimmt, während sie bei gleichbleibender Flughöhe mit größer werdender Entfernung abnimmt. Je kleiner die Flughöhe ist, um so mehr nähert sich die Zunahme der Empfangsenergie mit abnehmender Entfernung von der Bodenstation dem quadratischen Fall, um diesen für die Höhe Null praktisch genau zu erreichen. § 7.

6. Die horizontale Sendecharakteristik der Flugzeugantenne zeigt eine von der Höhe und Entfernung abhängige stark ausgeprägte Richtwirkung. § 8.

7. Die T-Antenne der Bodenstation hat an sich keine Empfangsrichtwirkung, dieselbe kann jedoch durch Einflüsse des Erdbodens vorgetäuscht werden. Ferner zeigte sich eine Abhängigkeit der Energieübertragung von den meteorologischen Verhältnissen. § 9.

8. Messungen mit horizontalen Bodenantennen gegen das Flugzeug ergaben die für erstere typische Empfangscharakteristik, jedoch mit einer Drehung von 55° entgegengesetzt der Flugrichtung.

9. Zum Schluß wurde für eine Reihe anderer, insbesondere fester Flugzeugantennen in der Bodenstation die horizontale Sendecharakteristik gemessen und Vergleichswerte für die Strahlungsfähigkeit dieser Antennenformen gewonnen.

10. Die Richtwirkung der Flugzeugantenne wird um so geringer, je mehr sie sich in ihrer Form dem Falle des Vertikaldipols nähert, während die Strahlungsfähigkeit mit der effektiven Antennenhöhe abnimmt.

Erlangen (jetzt Karlsruhe) und Hannover (jetzt Berlin), im Februar 1919.

Digitized by Google

Untersuchungen über die Beseitigung der Oberschwingungen bei Maschinensendern.

Von **A. Meißner** und **K. W. Wagner.**

(Mitteilungen des Laboratoriums der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie.)

B. Versuche zur Beseitigung der Oberschwingungen mittels einer Drosselkette.

K. W. Wagner.

Ort: Wernerwerk der Siemens & Halske-A.-G.
Zeit: 3.—19. September 1918.

1. Beschreibung der Versuchsanlage.

A. Sendeanlage.

Die Sendeanlage ist in Fig. 1 dargestellt. G ist eine Hochfrequenzmaschine O 1500/18 für 10000 Per/s. Sie ist mit einer selbsttätigen Tourenregelung versehen, welche die Frequenz dauernd au

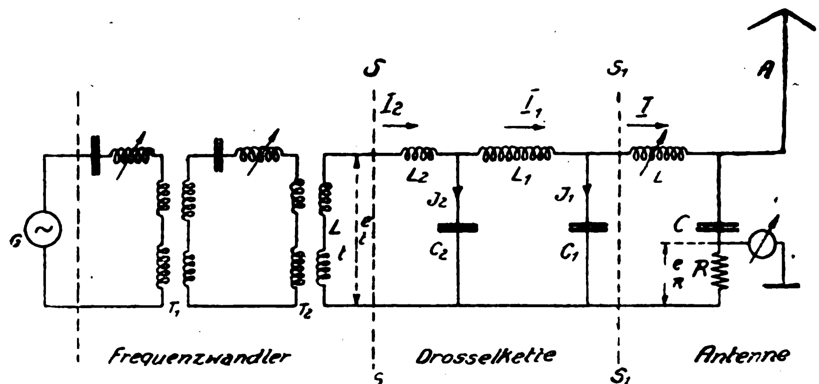


Fig. 1. Sender der Versuchsanlage.

9500 Per/s hält. Die Frequenz wird mittels zweier Frequenzwandlerkreise mit den Transformatoren T_1 und T_2 zweimal verdoppelt auf 38000 Per/s, entsprechend 7900 m Wellenlänge.

Der Transformator T_2 speist den künstlichen Antennenkreis L, C, R entweder unmittelbar oder über eine aus den Induktivitäten L_1 und L_2 und den Kapazitäten C_1 und C_2 bestehende Drosselkette. Diese ist im folgenden unter 3. näher beschrieben.

Mit dem Kondensator C der künstlichen Antenne wurde bei den Empfangsversuchen die große T-Antenne der Station Wernerwerk (A)

Digitized by Google

gekoppelt. Die Kapazität C der künstlichen Antenne betrug dauernd 30 000 cm. Sie bestand aus zwei in Serie geschalteten Ölkondensatoren zu je 60 000 cm. Der Antennenwiderstand R ist ein Wasserwiderstand; er war gewöhnlich auf 4 Ohm eingestellt, was durch gleichzeitige Ablesung der Spannung e_R und des Stromes I öfter nachgeprüft wurde.

Bei jedem Versuch wurde der Antennenkreis mittels der Abstimmdrossel L neu abgestimmt.

B. Empfangsanlage.

Auf der Wiese beim Wernerwerk wurde eine kleine Antenne behelfsmäßig aufgebaut. Die Empfangseinrichtung bestand aus einem E 5-Empfänger mit Sekundärkreis, Audionzusatz, Überlagerer und Zweifachverstärker. Hinter dem Verstärker war ein Hörbarkeitsmesser (Modell Signalgesellschaft in Kiel) mit 4000-ohmigem Telephon angeschlossen.

2. Oberschwingungen.

Da die Frequenzwandlung auf der Verzerrung der Kurve der Maschinengrundwelle beruht, sind folgende Oberwellen zu erwarten:

a) sämtliche ganzzahligen Teile der Grundwelle der Antennenschwingung,

b) sämtliche ungradzahligen Bruchteile der Grundwellen beider vorhergehenden Frequenzstufen (die gradzahligen Bruchteile sind in der jeweils folgenden Frequenzstufe bereits berücksichtigt).

Hiernach ergibt sich für die Antennengrundwelle von 7900 m die folgende Tabelle der zu erwartenden Oberschwingungen:

Tabelle 1.

Grundwelle	**7900**	15 800	31 600
Ordnungszahl			
1/2	**3950**	—	—
1/3	**2630**	**5 270**	10 540
1/4	**1975**	—	—
1/5	**1580**	**3 160**	**6 320**
1/6	1315	—	—
1/7	1130	**2 260**	**4 510**
1/8	987	—	—
1/9	877	1 750	3 500
1/10	790	—	—
1/11	718	1 435	2 870

Von diesen wurden die durch fetten Druck hervorgehobenen Wellenlängen mittels eines mit der Abstimmdrossel L lose gekoppelten

Digitized by Google

Wellenmessers tatsächlich beobachtet, wenn der Antennenkreis (unter Umgehung der Drosselkette) unmittelbar an den letzten Frequenzwandler angeschlossen war.

Der folgende Versuch wurde ausgeführt, um einen Anhalt dafür zu gewinnen, wie sich die Stärke der Oberwellen mit der Maschinenerregung ändert. Als Bestimmungsgröße für die Erregung wurde die Stärke des Antennenstromes I angenommen. Als Bestimmungsgröße für eine rohe Abschätzung der Stärke der Oberwellen wurde der Strom i_0 angenommen, der in einem parallel zur Antenne (d. h. unmittelbar an die Klemmen des letzten Frequenzwandlers) geschalteten Kondensator von 30000 cm Kapazität fließt. Die untenstehende Zusammenstellung zeigt, daß die Stärke der Oberwellen schneller als proportional mit dem Antennenstrom wächst.

Tabelle 2.

I Amp.	i_0 Amp.	I_0 Gleichstrom-magnetisierung
45	—	60
40	10	50
35	8,5	50
30	8,0	50
25	5,6	50
20	2,1	50
15	1,75	50

Gleichzeitig wurde bei jeder Einstellung von I mittels des Wellenmessers die ganze Skala nach Oberwellen abgesucht, um festzustellen, ob etwa bestimmte Oberwellen bei einer bestimmten Maschinenerregung besonders stark hervortreten oder zurücktreten. Es wurde nichts dergleichen bemerkt. Das Stärkeverhältnis der verschiedenen Oberwellen bleibt, wenigstens im großen und ganzen, erhalten. Mit abnehmender Maschinenerregung wurden alle Oberwellen schwächer. Die schwächste Oberwelle, 1580 m, wurde nur bei 45 Amp. Antennenstrom beobachtet; die nächst schwächere, 4510 m, von $I = 40$ Amp. ab; die Oberwellen 6320 und 2260 m von $I = 35$ Amp. ab; die Oberwelle 1975 m von 30 Amp. ab; alle übrigen in der Tabelle 1 fettgedruckten Oberwellen dagegen bereits bei der schwächsten verwendeten Erregung ($I = 15$ Amp.). Von diesen Oberwellen war die Halbwelle (3950 m) bei weitem die stärkste.

Einen etwas genaueren Anhalt für die Veränderung der Stärke der Oberschwingungen mit der Erregung gibt die Tafel 3. Sie enthält die Resonanzausschläge am Wattzeiger des Wellenmessers für die

Digitized by Google

Halbwelle (3950 m) nach Abzug des von der Grundwelle herrührenden Grundausschlages. Während der Messung bleibt die Kopplung des Wellenmessers zur Antenne unverändert.

Tabelle 3.

I (Antenne) Amp.	α (Wattzeiger) bei Resonanz für 3950 m
15	0,5
20	2
25	4
30	8
35	15
40	23

3. Die Drosselkette.

Die Drosselkette, der zwischen den Querschnitten SS und $S_1 S_1$ des Schaltplans nach Abb. 1 liegende Teil, besteht aus zwei Flachbandspulen L_1 und L_2 und zwei aus Ölkondensatoren zu je 130000 cm zusammengesetzten Kapazitäten C_1 und C_2. Bei den Versuchen war stets $C_1 = C_2$. Es wurden folgende Größenordnungen bei den Versuchen benutzt:

$$
\begin{aligned}
C_1 = C_2 &= 260000 \text{ cm} \\
&= 390000 \text{ cm} \\
&= 520000 \text{ cm} \\
&= 650000 \text{ cm}
\end{aligned}
$$

Die Drosselkette kann man sich auf zwei verschiedene Weisen aus einzelnen Kettengliedern zusammengesetzt denken.

Nach Fig. 2 besteht das Glied aus einem geschlossenen Kreis, der mit 50% Kopplung mit seinen Nachbarn kapazitiv gekoppelt ist

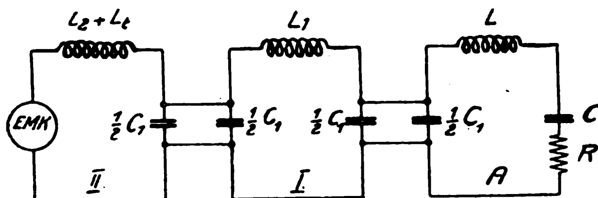


Fig. 2 Die Drosselkette aufgefaßt als ein Gebilde aus enggekoppelten geschlossenen Kreisen (Kettenleiter 1. Art).

Nach Fig. 8 stellt jedes Glied ein doppel-T-förmiges Leitungselement dar.

Die hier benutzte Kette besteht aus zwei gleichen Gliedern I

Digitized by Google

und II; der Kreis A, der Antennenkreis, stellt die Belastung der Kette dar.

Die Drosselkette ist äquivalent einer Leitung mit eingeschalteten Pupinspulen. Sie hat, ebenso wie die Pupinleitung, die Eigenschaft, diejenigen Wechselströme abzudrosseln, deren Frequenz oberhalb der

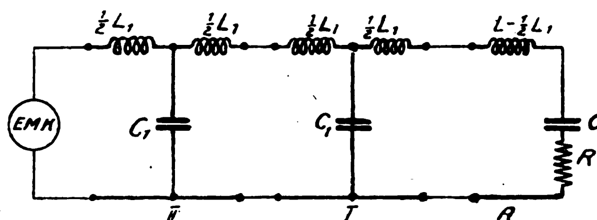


Fig. 3. Die Drosselkette als Leitungsgebilde aus T-förmigen Gliedern (Kettenleiter 2. Art).

Eigenfrequenz eines Gliedes liegt; Wechselströme mit niedrigerer Frequenz erfahren hingegen nur eine geringe Dämpfung beim Durchgang durch die Kette.

Wendet man dieses Ergebnis auf den vorliegenden Fall an, so erkennt man, daß die Eigenwelle eines Gliedes nach Fig. 2

$$\lambda_0 = 2\pi \sqrt{L_1 \cdot \frac{1}{4} C_1} = 2\pi \sqrt{\frac{1}{2} C_1 (L_2 + L_t)} \qquad (1)$$

vorteilhaft zwischen der Grundwelle λ der Antennenschwingung und der längsten Oberwelle — 0,8 λ (hier 6320 m) bei Frequenzvervierfachung, 0,67 λ bei Frequenzverdopplung — liegen soll.

Damit die Kettenglieder I und II dieselbe Eigenschwingung haben, muß I_0 so gewählt werden, daß

$$L_2 + L_t = \frac{1}{2} L_1$$

ist, d. h.

$$L_2 = \frac{1}{2} L_1 - L_t \qquad (2)$$

Auf dem folgenden Wege kann man die zweckmäßige Größe der Kettenkapazität C_1 abschätzen. Die Energie der Grundwelle wird am besten übertragen, wenn der Scheinwiderstand der Kette in der Größenordnung des Belastungswiderstandes liegt. Der letztere ist die Resultierende aus dem Antennenwiderstand R und der bei der Abstimmung

Digitized by Google

der Antenne auf die Grundwelle am Ende der Kette noch verbleibenden induktiven Widerstandskomponente.

Der Scheinwiderstand der Kette ist für die Frequenz der Grundwelle annähernd gleich

$$\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$$

Wendet man diese Bedingung auf den vorliegenden Fall an, so ergibt die Rechnung mit 4 Ohm Antennenwiderstand, daß C_1 vorteilhaft in der Gegend von 0,5 bis 1 Million cm zu wählen ist. Das Optimum ist ziemlich breit, so daß man erheblich von dem theoretisch günstigsten Wert abweichen darf, ohne daß die Energieübertragung ungünstig wird.

Versuche wurden mit folgenden Werten der Eigenwelle des Kettengliedes gemacht

$$\lambda_0 = 5500 \text{ m} = 0{,}7\ \lambda$$
$$\lambda_0 = 6280 \text{ m} = 0{,}8\ \lambda$$
$$\lambda_0 = 7070 \text{ m} = 0{,}9\ \lambda$$
$$\lambda_0 = 7700 \text{ m} = 0{,}975\ \lambda$$
$$\lambda_0 = 8500 \text{ m} = 1{,}075\ \lambda$$

Der Kreis I wurde so eingestellt, daß die Verbindung zu den Drosseln L_2 und L (Fig. 1) getrennt und der Kreis alsdann mittels Summer und Wellenmesser auf die Welle $\lambda_0 \sqrt{2}$ abgestimmt wurde. Der Faktor $\sqrt{2}$ rührt daher, daß der so gebildete Kreis doppelt so große Kapazitäten hat als das Kettenglied (Fig. 2).

Die Einstellung des Kreises 2 ließ sich nicht in dieser einfachen Weise durchführen, weil der Kreis die Eiseninduktivität L_t des Frequenzwandlers enthält. Diese wurde daher zunächst aus einer Leerlauf- und Kurzschlußmessung am Transformator ermittelt. Die folgenden zusammengehörigen Wertepaare von Leerlaufspannung E_0 und Kurzschlußstrom I_k wurden gefunden:

E_0 Volt	I_k Amp.	$\frac{E_0}{I_k}$
115	10	11,5
160	15	10,7
235	20	11,7
250	22	11,3
	Mittel:	11,3

Aus $L_t\,\omega = 11{,}3$ ergibt sich mit

$$\omega = 6{,}28 \cdot 38000 = 238000$$

$$L_t = \frac{11{,}3}{238000} = 4{,}75 \cdot 10^{-5} \text{ Henry}$$

oder

$$L_t = 47500 \text{ cm.}$$

Bei gegebenen λ_0 und C_1 kann man nun aus Gleichung (1) zunächst L_1, und aus Gleichung (2) dann L_2 berechnen. Die Beziehung

Digitized by Google

$$\lambda' = 2\pi\sqrt{L_2 C_1}$$

liefert rechnerisch die Welle, auf welche der aus der Spule L_2 und dem Kondensator C_1 gebildete Kreis abzustimmen ist. Die so eingestellte Spule L_2 ergibt in dem Kreise II zusammen mit L_t und $^1/_2\ C_1$ die gewünschte Eigenwelle λ_0.

4. Schwächung der Oberschwingungen durch Drosselketten.

a) Beobachtung mittels Wellenmessers in der Sendestation.

Es wurden Drosselketten, die mit den angegebenen Kapazitätswerten in der soeben ausgeführten Weise eingestellt waren, eingeschaltet. Die Abstimmdrossel L im Antennenkreis wirkte auf die Kopplungsspule des Wellenmessers ein (ebenso wie bei den unter 2 beschriebenen Versuchen zur Feststellung von Oberwellen).

In keinem Falle war die geringste Spur einer Oberwelle nachweisbar, trotzdem sehr sorgfältig gesucht wurde.

b) Beobachtung in der Empfangsstation.

Hier ist die Chance, schwache Oberwellen zu entdecken, unvergleichlich viel höher, da Audion, Überlagerer und Verstärker schwache Empfangszeichen außerordentlich begünstigen. In der Tat wurden jetzt auch bei eingeschalteter Drosselkette Oberschwingungen wahrgenommen, wenngleich sehr viel schwächer als ohne die Kette.

Bei diesen Versuchen hat man mit der Schwierigkeit zu kämpfen, daß die gemessenen Hörbarkeiten unter sonst scheinbar gleichen Versuchsbedingungen in ziemlich weiten Grenzen schwanken. Zum Teil mag das an der subjektiven Beobachtungsmethode liegen; ich hatte aber den Eindruck, daß auch die Empfindlichkeit des mit dem Überlagerer zusammenarbeitenden Audions in unregelmäßiger Weise von Tag zu Tag schwankte.

Die Tabelle 4 zeigt zunächst für die normale Anordnung (ohne Kette) die an verschiedenen Tagen und auch mit verschiedenen Antennenstromstärken beobachteten Hörbarkeiten der einzelnen Oberschwingungen. Da zwischen den einzelnen Versuchsreihen keine systematischen Unterschiede erkennbar sind, erscheint es gerechtfertigt, für jede Oberschwingung aus allen Reihen das Mittel zu bilden und dieses als einigermaßen zuverlässiges Maß für die Hörbarkeit der Oberschwingung anzusehen.

Digitized by Google

Tabelle 4.

Hörbarkeiten der Oberschwingungen an verschiedenen Tagen. Normale Schaltung ohne Kette.

Datum	13. 9.	12. 9.	14. 9.	16. 9.	16. 9.	18. 9.	18. 9.	19. 9.	Mittel
λ									
Grundwelle	64000	64000	64000	64000	64000	64000	64000	64000	64000
6320	> 2000	16000	640	8000	1500	8000	40000	12800	10000
5270	5200	3200	257	3200	12800	2500	—	1600	4000
4510	> 320	1250	?	800	1600	205	—	520	800
3950	8000	4000	520	12800	64000	5200	8000	5200	8000
3160	> 640	125	65	1280	1024	400	—	400	600
2630	520	—	17	—	1600	> 800	—	205	600
2260	205	—	0	—	400	109	—	109	150
1975	320	—	11,2	—	800	205	—	160	300
(Amp.) =	20	—	23	23	23	24,0	27,4	27,5	
(Amp.) =	1,75	—	1,95	2,05	2,2	2,1	2,43	2,42	

Die Hörbarkeitswerte der Oberschwingungen in Sendeschaltungen mit Drosselkette sind aus Tabelle 5 ersichtlich. Die einzelnen Reihen sind zum Teil mit verschiedenen Werten der Kettenkapazität C_1 und der Eigenschwingung λ_0 ausgeführt. Die zugehörigen Werte sind unterhalb jeder Reihe angeschrieben. Auch hier wurde ein systematischer Unterschied zwischen den Reihen nicht bemerkt[1]) und deshalb ebenfalls die Mittelwertbildung für berechtigt gehalten.

Tabelle 5.

Hörbarkeiten der Oberschwingungen bei Sendeschaltungen mit Drosselketten.

Datum	13. 9.	14. 9.	14. 9.	18. 9.	18. 9.	19. 9.	19. 9.	19. 9.	19. 9.	Mittel
λ Grundwelle	64000	64000	64000	64000	64000	64000	64000	64000	64000	64000
6320	300	> 14	320	640	400	640	520	640	320	400
5270	250	320	81	160	160	160	160	205	81	175
4510	33	41	52	41	41	81	103	0	0	45
3950	0	> 17	3,2	400	109	> 65	81	52	81	100
3160	0	0	0	0	0	—	2	0	0	0—1
2630	0	0	0	0	0	—	1	103?	1	0—1
2260	0	0	0	0	0	4,2	0	41?	0	0—1
1975	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$10^{-5} C_1$ =	3,9	3,9	3,9	5,2	3,9	3,9	5,2	5,2	5,2	
λ_0 =	5500	6280	7070	7700	7070	7070	7070	6280	6280	

1) Nach der Theorie hätten sich bei den beiden längsten Oberwellen Unterschiede bei Verwendung der Ketten mit verschiedenen λ_0 zeigen müssen. Die Abwesenheit solcher Unterschiede läßt den Verdacht ent-

Digitized by Google

In den Tabellen 4 und 5 bedeutet das Zeichen > vor einem Hörbarkeitswerte, daß während der Messung ein Störer vorhanden war, so daß die wirkliche Hörbarkeit möglicherweise größer ist als die gemessene. Das Zeichen — bedeutet, daß aus irgend einem Grunde nach der betreffenden Oberwelle nicht gesucht worden ist. Die Angabe Hörbarkeit = 0 besagt, daß nach der betreffenden Oberwelle erfolglos gesucht wurde. Die beiden in der Tabelle 5 mit einem Fragezeichen versehenen Werte dürften auf einem Irrtum des Beobachters beruhen.

Tabelle 6.

Schwächung der empfangenen Oberwellen durch die Drosselkette.

Welle	Hörbarkeit Schaltung ohne Kette	Hörbarkeit Schaltung mit Kette
7900 (Grundwelle)	64 000	64 000
6320	10 000	400
5270	4 000	175
4510	800	45
3950	8 000	100
3160	600	0 bis 1
2630	600	0 bis 1
2260	150	0 bis 1
1975	300	0

In der Tabelle 6 sind die mittleren Hörbarkeiten beim Senden mit und ohne Drosselkette des Vergleichs wegen nebeneinander gestellt. Man sieht, daß die Drosselkette die Hörbarkeit der längsten Oberwelle auf 4 %, die Hörbarkeit der stark ausgeprägten Halbwelle auf etwa 1 %, die demnächst höheren Oberwellen auf einige Promille hinabdrückt. Die noch höheren Oberwellen verschwinden gänzlich, was durch Absuchen des Wellenbereiches von 2000 bis 1000 m wiederholt festgestellt wurde. Dagegen wurden beim Senden ohne Kette mehrfach kurze Oberwellen bis zur Wellenlänge $\frac{\lambda}{9}$ mit Hörbarkeiten zwischen 1 und 65 beobachtet.

Bei der Beurteilung der Zahlen in Tabelle 6 ist zu beachten, daß

stehen, daß die noch beobachteten Restamplituden der „Oberwellen" größtenteils gar nicht von wirklichen Oberwellen des Senders herrühren, sondern Differenztöne der Sendewelle und der Überlagererwelle sind (vgl. die in der Phys. Ztschr. 20, 1919, S. 488 hierüber erschienene Arbeit von H. Salinger). Ist diese Vermutung richtig, so ist die Wirksamkeit der Drosselkette noch bedeutend größer, als es in den Zahlen der Tabellen 5 und 6 zum Ausdruck kommt.

Digitized by Google

sie die Hörbarkeiten der empfangenen Oberwellen angeben. Da Überlagerer und Verstärker schwache Anfangslautstärken erheblich bevorzugen, ist die wirkliche Schwächung der Amplitude der Oberwellen weit größer als das Verhältnis der Hörbarkeiten. Praktisch kommt es allerdings auf die Hörbarkeit und nicht auf die Amplitude an.

Neben der außerordentlich wirksamen Unterdrückung der Oberwellen hat die Drosselkette vor den übrigen bekannten Anordnungen zur Schwächung von Oberwellen den weiteren großen Vorzug voraus, daß sie keine eigentliche Abstimmung besitzt und infolgedessen völlig unempfindlich gegen Tourenschwankungen der Hochfrequenzmaschine ist.

5. Stromverteilung in der Drosselkette.

Von einer praktisch brauchbaren Drosselkette ist zu verlangen, daß sie die Energie der Grundschwingung nicht in nennenswertem Maße schwächt. Damit die Kette diese Eigenschaft habe, ist zweierlei nötig:

1. sie muß hinsichtlich ihrer elektromagnetischen Bemessung zur Übertragung der Grundwelle günstig eingestellt sein. Diese Bedingung ist der für die Oberwellen gestellten Forderung genau entgegengesetzt. Wie man ihr genügt, ist bereits unter 3 auseinandergesetzt;
2. die Energieverluste in der Kette sollen möglichst klein sein.

Für die Einstellung der elektrischen Größen der Kette hat man, wie in 3 gezeigt, einen gewissen Spielraum. Es wurde daher untersucht, wie sich das Verhalten der Kette gegenüber der Grundwelle ändert, wenn man die Konstanten innerhalb dieses Rahmens und noch etwas darüber hinaus verändert.

Ferner wurde der Einfluß der Energieverluste in den Spulen untersucht. Die Energieverluste in den Kondensatoren sind durch die Bauart der Kondensatoren von vornherein gegeben.

Die in der Tabelle 7 eingetragenen Versuchswerte geben ein Bild von der Verteilung der Ströme in verschieden eingestellten Drosselketten.

Die erste Spalte gibt die Kapazität $C_1 = C_2$ der Kette; die zweite Spalte enthält die Eigenwelle des Kettengliedes. Es bedeutet ferner: I den Strom in der Antenne, I_1 den Strom im ersten Gliede, I_2 den Strom im zweiten Gliede, J_1 den Strom im Kondensator C_1, J_2 den Strom im Kondensator C_2. (Siehe Fig. 1.)

Digitized by Google

Tabelle 7.
Stromverteilung in verschiedenen Drosselketten.

Art der Kette $10^{-5}\,C_1$	Ströme in der Kette						Antennenstrom I ohne Kette	d %
	λ_0	I	I_1	I_2	J_1	J_2		
2,6	6280	22,7	15	32,6	15	38,5	22,7	0
	7700	22,5	25,4	32,7	51	52	26,7	15,7
3,9	5500	19,5	17,5	24,4	17	35	20	2,5
		25,3	16	25,8	22	30,5	26,8	5,6
	6280	19,5	17,5	28,5	17	39,5	19,5	0
		25	25	38,4	19	56	25,8	3,1
	7070	22	16	31	29	38	22,5	2,2
		25	22,5	28	44	40	27,5	9
	7700	21,3	17	30,4	35	39,5	22,9	7
		24,4	18,3	36	35,5	45	24,5	0,4
		23	19,3	25,5	39	34	27,4	16
	8500	10,5	16,3	31,5	19	37,5	29	64
5,2	6280	18	21,3	29,6	18	42,4	18,6	3,2
		22	33	43,4	28	60	25,3	13
	7070	20,6	21,6	29	39	40	22,6	9
		23,6	27,7	30	51,5	48,5	25,4	7
	7700	20,4	25	38,3	44	55	23,7	14
		21,7	25,5	39	46	55,5	23,8	9
		23	26	40	48	56	24	4
6,5	5500	21,7	37,3	26,5	28	60	24,1	10

Sodann enthält die Tabelle 7 den Antennenstrom, der sich bei derselben Maschinenerregung nach Abschaltung der Kette, und nach erneuter Abstimmung der Antenne ergibt. Den prozentigen Unterschied d zwischen diesem Strom und dem Antennenstrom bei eingeschalteter Drosselkette entnimmt man der letzten Spalte der Tabelle 7. Diese Zahlen lehren, daß man die Kette leicht so einstellen kann, daß der Antennenstrom um höchstens 5 % geschwächt wird.

Die mit ein und derselben Kette erhaltenen verschiedenen Werte entsprechen verschiedenen Maschinenerregungen. Die Gleichstromerregung der Frequenzwandler wurde in allen Fällen konstant auf 50 Amp. gehalten.

Besonders eingehend wurde die Kette mit $C_1 = 390\,000$ cm untersucht. Die erhaltenen Werte bilden eine schöne Bestätigung der vorher auseinandergesetzten Theorie der Drosselkette. Solange die Eigenwelle unterhalb der Betriebswelle (7900 m) bleibt, hält sich die Schwächung des Antennenstromes durch die Kette in bescheidenen Grenzen; sie wächst langsam an, je mehr sich die Eigenwelle der Betriebswelle nähert. Sobald die Eigenwelle die Betriebswelle überschritten hat,

Digitized by Google

wächst die Dämpfung enorm an. Noch mit einer dicht unterhalb der Betriebswelle liegenden Eigenwelle (7700 m) ist die Dämpfung mäßig; im ungünstigsten Falle sank der Antennenstrom von 27,4 auf 23 Amp. Dagegen fällt bereits bei der nur wenig über der Betriebswelle liegenden Eigenwelle 8500 m der Antennenstrom von 29 auf 10,5 Amp., d. h. auf rund $^1/_3$ des Wertes ohne Kette.

Die Wahl der Kettenkapazität C_1 bzw. C_2 ist in den hier untersuchten Grenzen von geringem Einfluß; und zwar gilt das sowohl von der Abdrosselung der Oberschwingungen (Tabelle 5) als auch von der Übertragung der Grundwelle (Tabelle 7).

Nach dem Ergebnis eines Vorversuches war zuerst vermutet worden, daß die Gleichstrommagnetisierung der Frequenzwandler einen größeren Einfluß auf die Verteilung der Ströme in der Kette habe. Genauere Versuche erwiesen aber, daß das innerhalb der praktisch in Frage kommenden Magnetisierungsgrenzen nicht der Fall ist. Als Beispiel ist in der Tabelle 8 eine Versuchsreihe mit einer Drosselkette mit den Konstanten $C_1 = C_2 = 390\,000$ cm, $\lambda_0 = 6280$ m aufgeführt. Mit anderen Ketten wurden ähnliche Ergebnisse erhalten.

Tabelle 8.

Einfluß der Gleichstrommagnetisierung auf die Stromverteilung in einer Drosselkette mit $C_1 = 390\,000$ cm, $\lambda_0 = 6280$ m bei zwei verschiedenen Maschinenerregungen.

Magnetisierungsgleichstrom Amp.	Ströme in der Kette I	I_1	I_2	J_1	J_2	Antennenstrom ohne Kette I	Bemerkung
45	16,8	19	28,3	13,5	44	16,8	schwächste Maschinenerregung
50	19,5	17,5	28,5	17	39,5	19,5	
55	19,0	15,5	27,1	18	35	20,2	
60	17,8	18,5	28,8	15	42	19,3	
45	22	25,5	36,5	16,5	55,5	21,7	stärkere Maschinenerregung
50	25	25	38,4	19	56	25,8	
55	27	22	37,5	25	50	28,5	

Die anfangs erwähnte zweite Bedingung — möglichst geringe Energieverluste in der Kette — erfordert einen hinreichenden Querschnitt des Kupferbandes der Spulen L_1 und L_2 in der Kette. Die Spule L_1, auf die es im vorliegenden Falle besonders ankommt, bestand aus Kupferband von 20×3 mm² Querschnitt.

Um nun den Einfluß des Spulenwiderstandes zu untersuchen,

Digitized by Google

wurde ein Widerstand r absichtlich in Reihe mit der Spule L_1 geschaltet.

Tabelle 9 zeigt den Einfluß verschiedener Widerstandsgrößen auf die Übertragung der Grundwelle durch die Kette mit $C_1 = 390\,000$ cm $\lambda_0 = 5500$ m. Es zeigt sich, daß ein Widerstand von 0,2 Ohm einen eben merklichen Einfluß hat; größere Widerstände sind entschieden schädlich.

Tabelle 9.

Einfluß des Widerstandes r im Kreis I einer Drosselkette mit $C_1 = 390\,000$ cm, $\lambda_0 = 5500$ m.

r Ohm	I Amp.	I_2 Amp.	I ohne Kette Amp.
0	25,8	25,8	26,8
0,11	25,3	26,7	
0,22	24,8	27,4	
0,52	23,1	27,8	
0,70	22,3	28,4	
0,89	21,7	28,8	
1,20	20,2	32,2	
1,75	18,3	33,5	

Noch verderblicher erweist sich, übereinstimmend mit den Ergebnissen der Theorie, der Einfluß des Widerstandes, wenn die Eigenwelle der Drosselkette näher an der Betriebswelle liegt. Dies geht aus den in der Tabelle 10 wiedergegebenen Versuchsergebnissen hervor, wenn man den Strom I hinter der Kette mit dem Strom I_2 vor der Kette vergleicht.

Tabelle 10.

Einfluß des Widerstandes r im Kreis I einer Drosselkette mit $C_1 = 390\,000$ cm, $\lambda_0 = 7070$ m.

R	Ströme in der Kette				
Ohm	I	I_1	I_2	J_1	J_2
0	22,7	23,7	21,5	46	37
0,07	22,0	23,7	25	47	41
0,15	21,7	21,7	26,3	42,6	39,4
0,22	21,2	20,6	26,5	40,5	38,3
0,40	19,8	16,8	27,5	33	35
0,52	19,5	16,4	30	33	37
0,89	17	14,4	31,5	27	36,4
1,75	12,5	9	32,5	12	33,7

Einfluß der Größe des Antennenwiderstandes.

Alle bisher beschriebenen Versuche sind mit 4 Ohm Antennenwiderstand ausgeführt. Es erschien wichtig, auch eine Versuchsreihe auszuführen, bei der der Antennenwiderstand R variiert ist. Dabei

Digitized by Google

wurde eine Drosselkette mit $C_1 = 390\,000$ cm, $\lambda_0 = 6280$ m verwendet. Der Antennenwiderstand wurde zwischen 1,1 und 7,4 Ohm verändert. Zunächst wurde ein Versuch ohne Drosselkette mit 1,3 und mit 6,5 Ohm Antennenwiderstand ausgeführt. Die Oberwellen wurden mittels des Wellenmessers beobachtet; in beiden Fällen ergab sich in der Hauptsache dasselbe Bild.

Dann wurde ein Vergleich zwischen den mit und ohne Kette zu erzielenden Antennenströmen durchgeführt. Tabelle 11 zeigt das Ergebnis; bei großem Antennenwiderstand bildet die an die Kette angeschlossene Antenne sogar noch eine etwas günstigere Belastungsart als die unmittelbar angeschlossene Antenne; bei kleinem Antennenwiderstand ist es umgekehrt.

Tabelle 11.

Einfluß des Antennenwiderstandes.

Antennenwiderstand	Antennenstrom	
R	ohne Kette	mit Kette
1,3	29,4	26,5
2,13	26,3	24,4
3,2	22,7	21,8
3,8	21	20,7
4,95	19,3	19
6,5	17	17
7,1	15,2	16
7,3	15	15,7

Endlich zeigt die Tabelle 12 die Stromverteilung innerhalb der Kette bei verschiedenen Beträgen des Antennenwiderstandes.

Tabelle 12.

Einfluß des Antennenwiderstandes auf die Stromverteilung in der Kette mit $C_1 = 390000$ cm, $\lambda_0 = 6280$ m.

Ohm		Ströme in der Kette			
R	I	I_1	I_2	J_1	J_2
1,1	27,5	16,2	38,7	14,5	48,3
1,87	25,7	17,2	36,4	15	47,4
2,87	23,3	18,0	34,5	16	46,2
4,1	20,4	16	29,4	20	38,0
4,0	21,1	14,2	25,7	26	37,4
5,0	19	19,6	30,4	20	44
6,25	17,3	19,3	27,4	21	40,3
7,4	16	20,7	27,3	22	42

Ergebnis.

In einem Maschinensender mit zweifacher Frequenzverdopplung wurden die ganzzahligen Oberwellen der Betriebswelle bis zur neunten

Digitized by Google

und die ungradzahligen Oberwellen jeder der beiden vorhergehenden Frequenzstufen bis je zur siebenten beobachtet.

Mit steigender Maschinenerregung wächst die Amplitude der Oberwellen schneller als die der Grundwelle. So brachte eine gewisse Änderung der Erregung, der eine Steigerung der Amplitude der Grundwelle im Verhältnis 1 : 3 entsprach, ein Anwachsen der Amplitude der zweiten Harmonischen im Verhältnis 1 : 7,5 hervor.

Als ein geeignetes Mittel, die Oberschwingungen unschädlich zu machen, erwies sich eine zweigliedrige Drosselkette. Sie ist zweckmäßig so zu bemessen, daß die Eigenwelle eines Kettengliedes zwischen der Grundwelle und der längeren Oberwelle liegt. Ferner soll der Scheinwiderstand der Kette in der Größenordnung des Belastungswiderstandes liegen. Die Versuche mit verschiedenen, nach diesen Gesichtspunkten eingestellten Drosselketten ergaben eine starke Abdrosselung der Oberwellen, so daß keine von ihnen mehr mit dem Wellenmesser nachweisbar war. Gleichzeitig konnte die Kette so bemessen werden, daß die Amplitude der Grundwelle um nicht mehr als 5 % geschwächt wurde.

Die Empfangsversuche mit Sekundärempfänger, Audion, Überlagerer und Zweifachverstärker lieferten folgendes Bild. Mit normaler Sendeschaltung ist die Hörbarkeit der längsten Oberwelle etwa $^1/_6$ von der Grundwelle, die der zweiten Harmonischen beträgt etwa $^1/_8$ von der Hörbarkeit der Grundwelle; die Hörbarkeiten der übrigen niederen Oberschwingungen sind geringer, aber immer noch erheblich.

Durch die Drosselkette wurde die Hörbarkeit der Oberwellen bis zur zweiten Harmonischen auf einige Prozent, die Hörbarkeit der übrigen Oberwellen auf einige Promille des ohne Drosselkette beobachteten Wertes herabgesetzt. Die Oberwellen jenseits der vierten Harmonischen waren durch die Drosselkette unhörbar geworden.

Tourenschwankungen der Maschine haben auf die Wirkungsweise der Drosselkette keinen Einfluß, da ihre Wirkung nicht auf einer Abstimmung beruht.

Ferner wurde festgestellt, daß die Drosselkette für alle Antennenwiderstände zwischen 1 und 7,5 Ohm gleich gut brauchbar ist.

Damit der Antennenstrom möglichst wenig geschwächt werde, soll der Widerstand der Spulen in der Kette möglichst klein sein.

Digitized by Google

Hochfrequenz-Mehrfachtelephonie und -Telegraphie längs Leitungen.

II. Teil.

Die Eignung der Freileitungen und Kabel für Hochfrequenzströme.[1])

Von **H. Faßbender** und **E. Habann.**

Im folgenden soll die Frage erörtert werden, in wie weit sich Freileitungen und Kabel zur Übertragung hochfrequenter Energien eignen. Prinzipiell unterscheidet sich diese Frage, die durch die praktische Einführung der Hochfrequenztelegraphie und -Telephonie großes Interesse gewinnt, nicht von dem Problem der Übertragung von niederfrequenten oder mittelfrequenten Wechselströmen durch Freileitungen und Kabel. Diese Fragen bilden die Grundlage der Theorie der Leitungen von Überlandzentralen, bzw. des telephonischen Verkehrs über lange Strecken. Die Theorie der Wechselströme in langen Leitungen geht bekanntlich schon auf S. P. Thompson und Heaviside zurück. Eine zusammenhängende Darstellung dieser Theorie mit Bezug auf die Telephonströme hat Breisig[2]) gegeben. Wenn auch an sich diese Theorie für jede Frequenz gilt, ist es doch interessant zu sehen, wie die Veränderung der Frequenz auf den verschiedenen Leitungen zur Geltung kommt. Es sind daher im folgenden eine Anzahl der seither in der Praxis üblichen Leitungen (wir verstehen im folgenden unter diesem Sammelbegriff sowohl Freileitungen als auch Kabel) mit der Genauigkeit untersucht, mit der es auf Grund des seitherigen Materials möglich ist. Dabei ist besonders darauf hingewiesen, daß man bei hohen Frequenzen sich stets besondere Rechenschaft geben muß, ob die bei Niederfrequenz üblichen Näherungsformeln noch zulässig sind oder ob genauere Formeln angewandt werden müssen.

Bei unseren Betrachtungen gehen wir von den bekannten Telegraphen-Gleichungen aus.

$$\frac{\partial^2 \mathfrak{J}}{\partial x^2} = A \cdot R \cdot \mathfrak{J} + (AL + CR)\frac{\partial \mathfrak{J}}{\partial t} + CL\frac{\partial^2 \mathfrak{J}}{\partial t^2}$$

$$\frac{\partial^2 \mathfrak{E}}{\partial x^2} = A \cdot R \cdot \mathfrak{E} + (AL + CR)\frac{\partial \mathfrak{E}}{\partial t} + CL \cdot \frac{\partial^2 \mathfrak{E}}{\partial t^2}$$

1) Auch die Veröffentlichung dieses Teils war durch den längeren Aufenthalt des einen von uns im besetzten Gebiet verzögert.

2) Theoretische Telegraphie, Braunschweig 1910.

Digitized by Google

Diese Differentialgleichungen gelten bekanntlich ganz allgemein für jedes Leitungsproblem. Wir machen bei der weiteren Betrachtung die Annahme, daß wir sinusförmigen Verlauf der Ströme haben. Es soll unter diesen Annahmen die einfache Aufgabe der Übertragung kontinuierlicher Telegraphierströme hoher Frequenz behandelt werden, ohne zunächst auf die Eigentümlichkeit der Telephonie einzugehen. Um von den Komplikationen der Reflexionen frei zu kommen, nehmen wir weiter an, daß die Leitung am Ende über einen Widerstand geschlossen ist, der gleich der Charakteristik ist.

Die in der Telegraphengleichung vorkommenden Größen R, A, L und C wollen wir als die Bestimmungsstücke der Leitung bezeichnen. Die zum Teil starke Abhängigkeit dieser Größen von der Frequenz bedingt, daß bei Hochfrequenz besondere Eigentümlichkeiten auftreten, und daß man zu fehlerhaften Resultaten kommt, wenn man mit den in der Mittelfrequenz üblichen Formeln operiert. Besonders deutlich zeigt sich dies bei der zum Schluß kurz behandelten Frage der Pupinisierung.

Was zunächst die **Kapazität** der Leitungen anbelangt, so resultiert eine Abhängigkeit dieser Größe von der Frequenz, wenn eine Teilkapazität gegen einen Leiter besteht, dessen Potential gleich 0 angenommen wird. Infolge des bei hoher Frequenz zu langsam erfolgenden Abfließens der durch Influenz angesammelten Elektrizitätsmenge kann die Spannung solcher Leiter von 0 abweichen. Dadurch ändert sich die scheinbare Kapazität der Leitungen. Messungen über diese interessanten Fragen liegen bei Hochfrequenz noch nicht vor. Bei den folgenden Berechnungen vernachlässigen wir die Veränderung der wirksamen Kapazität mit der Frequenz. Man ist dazu berechtigt, da die Abweichung zwischen der dynamischen und statischen Kapazität und die Abhängigkeit der dynamischen Kapazität von der Frequenz klein ist gegenüber der Abhängigkeit des R und A von der Frequenz. Andererseits ist eine Untersuchung dieser Frage sehr erwünscht.

Was die dielektrische — auf diese beschränken wir uns in unseren Betrachtungen — **Ableitung** anbelangt, so ist diese bei Freileitungen wegen des verlustlosen Dielektrikum gleich 0 zu setzen. Dieser Umstand vereinfacht das Rechnen an Freileitungen außerordentlich. Bei Fernsprechkabeln interessieren uns zunächst die Papierluftkabel, da zurzeit auf dem Festland diese fast ausschließlich verwandt werden. Allerdings sind sie hinsichtlich der Ableitung bei Hochfrequenz recht ungünstig. Guttaperchakabel haben bei Hochfrequenz aber eine noch ungünstigere Ableitung.

Digitized by Google

Für die **Ableitung** der Papierluftisolation liegen Messungen von K. W. Wagner an einem sogenannten Anschlußkabel mit 0,8 mm Kupferleiter vor. In Tabelle 1 sind seine Meßresultate zusammengestellt. Eine Messung, die wir selbst[1]) an einem eben solchen Kabel anstellten, ergab die Werte der Tabelle 2. Die Werte der Tabelle 3 sind durch Interpolation aus den Werten der Tabelle 2 erhalten. Die

Tabelle 1. Papierluftkabel.

Frequenz ν .	$1,5 \cdot 10^4$	$3 \cdot 10^4$	$6 \cdot 10^4$	$10 \cdot 10^4$	$20 \cdot 10^4$	$30 \cdot 10^4$
Kreisfrequenz ω .	94 250	188 500	377 000	628 300	1 257 000	1 885 000
Äther-Wellenlänge λ_0 in m . . .	20 000	10 000	5000	3000	1500	1000
Dielektrischer Verlustwinkel tg δ . . .	$6 \cdot 10^{-3}$	$7 \cdot 10^{-3}$	$9 \cdot 10^{-3}$	$11 \cdot 10^{-3}$	$35 \cdot 10^{-3}$	$50 \cdot 10^{-3}$
Ableitung in μS/km . . .	20,4	47,5	122	250	1580	3390

Tabelle 2. Papierluftkabel.

ω	1 885 000	1 520 000	1 224 000	802 100
Äther-Wellenlänge λ_0 in m	1000	1240	1540	2350
Dielektrischer Verlustwinkel tg δ . .	$23,4 \cdot 10^{-3}$	$15,7 \cdot 10^{-3}$	$10,5 \cdot 10^{-3}$	$9,4 \cdot 10^{-3}$
Ableitung in μS/km	1591	861	462	273
ω	523 600	414 300	345 900	253 000
Äther-Wellenlänge λ_0 in m	3600	4550	5450	7450
Dielektrischer Verlustwinkel tg δ . .	$8,8 \cdot 10^{-3}$	$6,9 \cdot 10^{-3}$	$7,5 \cdot 10^{-3}$	$8,1 \cdot 10^{-3}$
Ableitung in μS/km	165	103	93	74

Tabelle 3. Papierluftkabel.

Frequenz ν	$4,29 \cdot 10^4$	$6 \cdot 10^4$	$10 \cdot 10^4$	$20 \cdot 10^4$	$30 \cdot 10^4$
Kreisfrequenz ω	269 200	377 000	628 300	1 257 000	1 885 000
Äther-Wellenlänge λ_0 in m	7000	5000	3000	1500	1000
Dielektrischer Verlustwinkel tg δ	$7,8 \cdot 10^{-3}$	$7,2 \cdot 10^{-3}$	$8,4 \cdot 10^{-3}$	$10,7 \cdot 10^{-3}$	$23,4 \cdot 10^{-3}$
Ableitung in μS/km .	75,5	98	190	485	1590

1) An den Messungen beteiligte sich Herr Dipl.-Ing. Hering, wofür wir ihm zu besonderem Dank verpflichtet sind.

Digitized by Google

Abweichungen der Werte von Tabelle 1 und 3 lassen erkennen, daß die Ableitungswerte verschiedener Kabel je nach ihrer Fabrikation stark variieren können.[1]) Andererseits gelten die so gefundenen Werte der Ableitung ganz allgemein für jedes Kabel unter der Voraussetzung, daß die Papierluftisolation gleichwertig ist. Die Werte der Tabelle 3 sind allen weiteren Berechnungen zugrunde gelegt.

Die noch übrigbleibenden Größen R und L ändern ihren Wert mit der Frequenz infolge des Skineffekts. In der nachfolgenden Tabelle sind die **Widerstandswerte** der gebräuchlichsten Leitungen in Abhängigkeit von der Frequenz zusammengestellt. (Vgl. Tabelle 4 und Kurventafel 1.) Man erkennt, daß die Widerstandszunahme bei den üblichen Leitungsquerschnitten recht erheblich ist.

Tabelle 4.

Widerstandswerte der verschiedenen Leitungen bei verschiedenen Frequenzen in Ohm pro Kilometer.

		Drahtdurchmesser:	$\Phi = 0{,}8$ mm	$\Phi = 2$ mm	$\Phi = 4$ mm
Gleichstrom			$R = 70$	12,8	3,2
$\nu = 1{,}5 \cdot 10^4$	$\omega = 94\,250$	$\lambda_0 = 20\,000$	70,4	15,36	5,99
$3 \cdot 10^4$	188 500	10 000	71,4	19,97	9,18
$6 \cdot 10^4$	377 000	5 000	76,3	27,01	12,64
$10 \cdot 10^4$	628 300	3 000	85,4	33,79	16,03
$20 \cdot 10^4$	1 257 000	1 500	112,0	46,46	22,34
$30 \cdot 10^4$	1 885 000	1 000	135,1	56,1	27,17

Der Gedanke, einfach an Stelle eines massiven Kupferleiters Kupferlitze zu verwenden, wie man es bei den Antennenlitzen zu tun pflegt, führt hier nicht zum Ziele. Eine etwa natürlich vorhandene oder künstlich erhöhte Oxydschicht genügt nicht, um die Erhöhung des Widerstandes bei hohen Frequenzen zu verhindern. Wie Lindemann[2]) bereits gezeigt hat, schadet sogar die unvollkommene Isolation der Einzeldrähte, da die Stromfäden auch hier nach der Oberfläche gedrängt werden, aber zum Teil in der Oxydschicht verlaufen und deshalb sich gerade besonders hohe Verluste ergeben. Das Lindemannsche Resultat wurde bestätigt gefunden. Die Isolation der Einzeldrähte muß vielmehr durch Emaillelack hergestellt sein. Die Frage ist nun, bis zu welcher Unterteilung man gehen soll. Das hängt natürlich von der Wellenlänge ab.

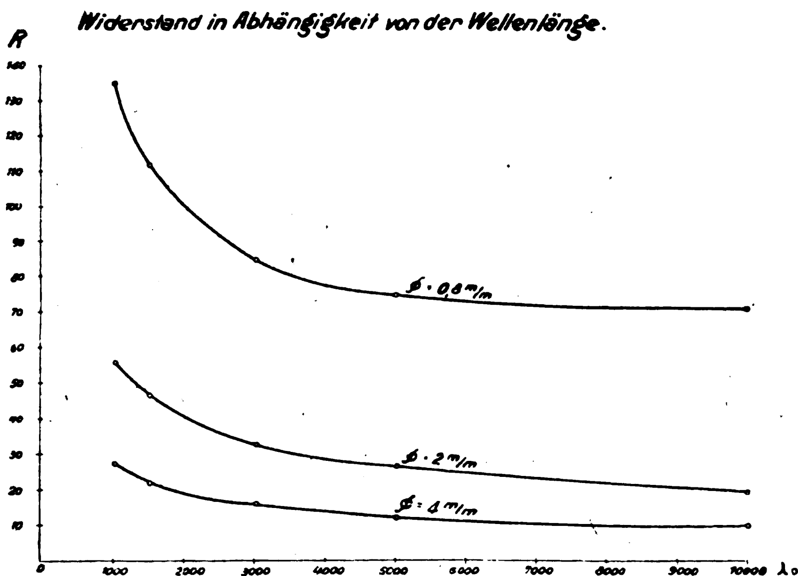
---

1) Das von uns untersuchte Kabel war frisch der Fabrikation entnommen und befand sich in gut getrocknetem Zustand bei 20° Celsius.

2) Vgl. dieses Jahrbuch Bd. 4, S. 584, 1911.

Digitized by Google

In der nachfolgenden Tabelle 5 ist für die verschiedenen Frequenzen die maximale Drahtstärke angegeben, bis zu der die Wider-



Kurventafel 1.

Tabelle 5.

Maximale Drahtdurchmesser, bzw. Querschnitte, bei denen die Widerstandszunahme bei den verschiedenen Frequenzen unter 20 % bleibt.				
ν	ω	λ_0	Φ in mm	S in mm²
$1{,}5 \cdot 10^4$	94 250	20 000	2,01	3,14
$3 \cdot 10^4$	188 500	10 000	1,41	1,54
$6 \cdot 10^4$	377 000	5 000	1,00	0,78
$30 \cdot 10^4$	1 885 000	1 000	0,45	0,156

standszunahme weniger als 20 % beträgt. In der folgenden Tabelle 6 ist auf Grund dieser Zahlen die Anzahl der Einzeldrähte zusammengestellt, die sich bei den einzelnen Gesamtquerschnitten ergeben. Aus der Tabelle erkennt man, daß bei den kleineren Frequenzen und geringeren Querschnitten bereits eine geringe Unterteilung genügt, um die Einwirkung des Skineffektes auf ein geringes Maß herabzudrücken.

Digitized by Google

Tabelle 6.

Anzahl der Einzeldrähte bei den verschiedenen Drahtdurchmessern und Frequenzen, bei denen die Widerstandszunahme noch unter 20 % bleibt.

ν	λ_0	$\Phi = 0{,}8$ mm $S = 0{,}503$ mm²	2 mm 3,14 mm²	3 mm 7,07 mm²	4 mm 12,6 mm²	5 mm 19,6 mm²
$1{,}5 \cdot 10^4$	20 000	1	1	3	4	7
$3 \cdot 10^4$	10 000	1	2	5	9	13
$6 \cdot 10^4$	5 000	1	4	9	16	25
$30 \cdot 10^4$	1 000	4	20	45	81	126

Außer den durch den Skineffekt bedingten Widerstandserhöhungen wirken alle Energieabgaben im Sinne einer scheinbaren Widerstandszunahme. Als solche kommen außer der Strahlung, die wir praktisch vernachlässigen können, nur die in den benachbarten Leitern oder in der Umhüllung induzierten Ströme bzw. deren Joulesche Verluste in Betracht. Die Beträge können groß werden, wenn die Wirbelströme wie bei den Krarup-Kabeln in Eisen verlaufen, da hier außer den Wirbelstromverlusten noch Hysteresisverluste in Frage kommen. Für Krarup-Kabel hat Larsen[1]) die scheinbare Widerstandszunahme berechnet. Für Freileitungen spielt die durch Wirbelströme in benachbarten Leitern bedingte Widerstandszunahme wegen des großen Abstandes der Leitung keine Rolle. Bei Kabeln ist sie klein gegenüber den durch Skineffekt bedingten Widerstandszunahmen. Immerhin wäre es gut, wenn auch hier praktische Versuche angestellt würden. Nach den Messungen von K. W. Wagner scheint es so, als wenn dieser Betrag der Widerstandserhöhung vernachlässigt werden könnte. Er hat ohne Berücksichtigung dieser Widerstandszunahme nahezu Übereinstimmung zwischen den berechneten und gemessenen Werten der Dämpfung bekommen.

Als letzte Bestimmungsgröße der Leitung bleibt der **Selbstinduktionskoeffizient**. Ganz analog dem Widerstand wird auch er durch den Skineffekt beeinflußt, aber nicht vergrößert, sondern verkleinert. Die Verkleinerung ist jedoch so gering, daß sie bei der Unsicherheit der Werte der Selbstinduktion vernachlässigt werden kann.

Wir haben seither die Hochfrequenzströme durch ihre Frequenz definiert. Häufig verwendet man neben der Frequenz oder auch an ihrer Stelle die Wellenlänge. Dabei wird die bekannte Beziehung zwischen der Wellenlänge und der Frequenz

$$v = \nu \cdot \lambda$$

1) Vgl. Elektrot. Ztschr. S. 1030, 1908.

Digitized by Google

vorausgesetzt, in der v gleich der Fortpflanzungsgeschwindigkeit der Welle zu setzen ist. Diese ist bekanntlich im Äther $3 \cdot 10^{10}$ cm sec^{-1}. In Kabeln ist sie wesentlich kleiner[1]) und hängt von den speziellen Konstanten des Kabels ab. Es ist also nicht angängig, die mit $3 \cdot 10^{10}$ berechnete Wellenlänge schlechtweg als Wellenlänge zu bezeichnen, wie dies mitunter geschieht, wohl aber kann die so berechnete Größe trotzdem häufig mit Vorteil eingeführt werden. Nur muß dann ein für allemal gesagt werden, daß man darunter die Länge der Welle versteht, die man im Äther durch Strahlung erhält. Wir schlagen vor, diese Welle als Ätherwellenlänge zu bezeichnen.

Im folgenden wollen wir uns ein Bild machen von der Größe der Fortpflanzungsgeschwindigkeiten und wahren Wellenlängen bei verschiedenen Frequenzen in den seither üblichen Freileitungen und Kabeln.

Setzt man in bekannter Weise

$$\sqrt{(R + i\omega L)(A + i\omega C)} = \gamma = \alpha i + \beta)$$

so findet man hieraus

$$2\alpha^2 = +(\omega^2 C L - A \cdot R) + \sqrt{(\omega^2 L^2 + R^2)(\omega^2 C^2 + A^2)}$$

Hierin ist α die sogenannte Wellenlängenkonstante entsprechend der Gleichung

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda} \quad \text{oder} \quad \lambda = \frac{2\pi}{\alpha}$$

Hat man hiernach λ berechnet, so ergibt sich die Fortpflanzungsgeschwindigkeit v durch die Gleichung

$$v = \nu \cdot \lambda = \frac{\omega}{\alpha}$$

Zur Berechnung von α setzt man an Stelle des obigen korrekten Ausdrucks in der Regel den vereinfachten

$$\alpha = \omega \sqrt{C \cdot L}$$

In Freileitungen, bei denen $A = 0$ und R klein gegen ωL ist, ist diese Vereinfachung zulässig. Bei Papierluftkabeln treten besonders bei sehr langen Wellen nicht unbeträchtliche Fehler infolge der Vereinfachung auf. In den nachfolgenden Tabellen sind die Werte α, v und λ für die seither betrachteten Kabel und Freileitungen zusammengestellt. Dabei sind beim Kabel die durch Näherung erhaltenen Werte

1) Vgl. H. Faßbender, Fortpflanzungsgeschwindigkeit der Elektrizität in Freileitungen und Kabeln. Archiv f. Elektrot. 2, S. 529, 1914.

Digitized by Google

den korrekten in Klammern beigefügt. Man erkennt, daß die Abweichungen bei den großen Wellen am erheblichsten sind. Aus Gründen, die nur gelegentlich der räumlichen Dämpfung erwähnen, haben wir uns darauf beschränkt, den Verlustwinkel nur für Ätherwellenlängen von maximal 7450 m zu bestimmen. Bei größeren Wellen werden die Abweichungen recht bedeutend.

Tabelle 7a. Papierluftkabel. Drahtdurchmesser = 0,8 mm.

Ätherwellenlänge λ_0	7000	5000	3000	1500	1000
Frequenz ν . .	$4{,}29 \cdot 10^4$	$6 \cdot 10^4$	$10 \cdot 10^4$	$20 \cdot 10^4$	$30 \cdot 10^4$
Wellenlängenkonstante α . .	$1{,}28 \cdot 10^{-5}$ ($1{,}25 \cdot 10^{-5}$)	$1{,}78 \cdot 10^{-5}$ ($1{,}75 \cdot 10^{-5}$)	$2{,}94 \cdot 10^{-5}$ ($2{,}92 \cdot 10^{-5}$)	$5{,}86 \cdot 10^{-5}$ ($5{,}84 \cdot 10^{-5}$)	$8{,}77 \cdot 10^{-5}$ ($8{,}76 \cdot 10^{-5}$)
Fortpflanzungsgeschw. v . . .	$2{,}103 \cdot 10^{10}$	$2{,}124 \cdot 10^{10}$	$2{,}139 \cdot 10^{10}$	$2{,}146 \cdot 10^{10}$	$2{,}149 \cdot 10^{10}$
Wellenlänge λ .	4909	3540	2139	1073	716

Tabelle 7b. Freileitung. Durchmesser = 2 mm.

Ätherwellenlge. λ_0	20 000	10 000	5000	3000	1500	1000
Frequ. ν .	$1{,}5 \cdot 10^4$	$3 \cdot 10^4$	$6 \cdot 10^4$	$10 \cdot 10^4$	$20 \cdot 10^4$	$30 \cdot 10^4$
Wellenlängenkonst. α	$0{,}321 \cdot 10^{-5}$	$0{,}643 \cdot 10^{-5}$	$1{,}286 \cdot 10^{-5}$	$2{,}143 \cdot 10^{-5}$	$4{,}286 \cdot 10^{-5}$	$6{,}428 \cdot 10^{-5}$
Fortpflanzungsgeschw. v .	$2{,}932 \cdot 10^{10}$	$2{,}932 \cdot 10^{10}$	also von der Frequenz unabhängig			
Wellenlänge λ .	19 550	9775	4886	2932	1466	977

Tabelle 7c. Freileitung. Durchmesser = 4 mm.

Ätherwellenlge. λ_0	20 000	10 000	5000	3000	1500	1000
Frequ. ν .	$1{,}5 \cdot 10^4$	$3 \cdot 10^4$	$6 \cdot 10^4$	$10 \cdot 10^4$	$20 \cdot 10^4$	$30 \cdot 10^4$
Wellenlängenkonst. α	$0{,}322 \cdot 10^{-5}$	$0{,}645 \cdot 10^{-5}$	$1{,}290 \cdot 10^{-5}$	$2{,}149 \cdot 10^{-5}$	$4{,}300 \cdot 10^{-5}$	$6{,}449 \cdot 10^{-5}$
Fortpflanzungsgeschw. v .	$2{,}923 \cdot 10^{10}$	von der Frequenz unabhängig				
Wellenlänge λ .	19 490	9743	4871	2924	1461	974

Neben den seither besprochenen Größen spielt die **Charakteristik** eine große Rolle. Diese ist besonders wichtig, wenn verschiedene Leitungen aneinander geschaltet werden. Speziell spielt das eine große

Digitized by Google

Rolle bei der Reihenschaltung von Freileitungen und Kabeln, die praktisch oft nicht zu umgehen ist. Bei niedrigen Frequenzen haben die Freileitungen ungefähr die gleiche Charakteristik, wie Kabel mit 0,8 mm starken Drähten. Dies ist einer der Hauptgründe, weshalb diese Kabel als Anschlußkabel verwandt werden. Bei hohen Frequenzen gilt das nicht mehr. Hier ist also mit Verlusten durch Reflexion zu rechnen, und es gilt nicht mehr der Satz, daß man den Dämpfungsexponenten einer aus Kabel und Freileitung zusammengesetzten Leitung gleich der Summe der Exponenten der homogenen Teile setzen kann. Abgesehen von den Reflexionen ist es wichtig die Charakteristik bei verschiedenen Frequenzen auch deshalb zu kennen, da diese eine Rolle bei der Anpassung der Apparate an die Leitung spielt. Die Charakteristik hat bekanntlich den Wert

$$Z = \sqrt{\frac{i\,\omega\,L + R}{i\,\omega\,C + A}}$$

Bei niederen Frequenzen und Leitungen ohne überragende Induktivität kann man für diesen Wert bekanntlich den Näherungswert

$$Z = \sqrt{\frac{R}{i\,\omega\,C}}$$

setzen, wobei L gegen R und A gegen C klein sein muß. Bei Freileitungen kann man für die von uns betrachteten Frequenzen R gegen $\omega\,L$ vernachlässigen, ebenso A gegen $\omega\,C$. Man hat somit den Ausdruck

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}\,.$$

Dieser Ausdruck ist jedoch nicht zulässig bei Kabeln und hohen Frequenzen, da bei ihnen weder R klein gegen $\omega\,L$, noch A klein gegen $\omega\,C$ ist. Man muß vielmehr die erste Formel verwenden.

Man erhält, wie man sieht, für Kabel einen komplexen Wert der Charakteristik.

Das weitaus größte Interesse hat naturgemäß bei allen Leitungen die räumliche Dämpfung β. Bevor wir uns der Berechnung ihres zahlenmäßigen Wertes zuwenden, wollen wir für diese Größe eine Definition einführen, die gerade für die Praxis der Hochfrequenztelegraphie viel für sich hat.

Wir haben eine Leitung von gewisser Länge. Am Anfang der Leitung fließe zu einer gewissen Zeit der Stromwert J_a. Die Leitung stelle eine geschlossene Doppelschleife dar. Der Stromwert am Ende

Digitized by Google

sei J_ε. Bei Gleichstromtelegraphie ist $J_a = J_\varepsilon$ unter der Voraussetzung, daß wir die Gleichstromableitung vernachlässigen können. Andrerseits gilt bekanntlich für sinusförmige Ströme zwischen den Werten J_a und J_ε die Beziehung $J_a = J_\varepsilon \cdot e^{\beta l}$, wo l die Länge der Leitung bedeutet. Unter der Voraussetzung, daß die Anfangsstromstärke bei der Gleichstromtelegraphie gleich der Anfangsstromstärke bei der Hochfrequenztelegraphie gemacht wird, kann man also unter der zulässigen Vernachlässigung der Gleichstromableitung definieren $J_{\varepsilon =} = J_{\varepsilon \sim} \cdot e^{\beta l}$. Diese zweite Definition von β hat deshalb praktisch gewisse Vorzüge, da sie einen unmittelbaren Vergleich zwischen der Gleichstrom- und Hochfrequenztelegraphie zuläßt.

β ist ganz allgemein durch den aus der Telegraphengleichung abgeleiteten Ausdruck gegeben

$$\beta^2 = -{}^1/_2 (\omega^2 C L - A \cdot R) + {}^1/_2 \sqrt{(\omega^2 C^2 + A^2)(\omega^2 L^2 + R^2)}$$

Uns interessiert im wesentlichen die Abhängigkeit des β von der Frequenz. Unabhängig von der Frequenz nähert sich mit Bezug auf die magnetische Energie die Leitung um so mehr dem verlustlosen Idealfall, je kleiner

$$\frac{\pi R}{\omega L}\text{[1]}$$

Hinsichtlich der elektrischen Energie gilt das gleiche für den Ausdruck

$$\frac{\pi A}{\omega C}$$

Man könnte also hieraus den Schluß ziehen, daß die Leitung sich mit zunehmenden ω immer mehr dem Idealfall nähert. Ein Schluß in dieser Allgemeinheit ohne Berücksichtigung der sogenannten Konstanten der Leitung wäre jedoch durchaus falsch. Am schnellsten übersieht man das an einem Zahlenbeispiel. In der nachfolgenden Tabelle sind für ein Papierluftkabel die Werte

$$\frac{\pi R}{\omega L} \quad \text{und} \quad \frac{\pi A}{\omega C}$$

für verschiedene Frequenzen zusammengestellt.

---

1) Vgl. Breisig, l. c. S. 305.

Digitized by Google

Tabelle 8.

Werte $\frac{\pi R}{\omega L}$ und $\frac{\pi A}{\omega C}$ eines Papierluftkabels (Durchmesser = 0.8) in Abhängigkeit von der Frequenz.

ν	λ_0	$\frac{\pi R}{\omega L}$	$\frac{\pi A}{\omega C}$
$4,29 \cdot 10^4$	7000	0,715	$2,45 \cdot 10^{-2}$
$6 \cdot 10^4$	5000	0,5305	$2,27 \cdot 10^{-2}$
$10 \cdot 10^4$	3000	0,355	$2,64 \cdot 10^{-2}$
$20 \cdot 10^4$	1500	0,233	$3,37 \cdot 10^{-2}$
$30 \cdot 10^4$	1000	0,188	$7,36 \cdot 10^{-2}$

Hierin sind $L = 12 \cdot 10^{-4}$ Henry pro Kilometer und $C =$ 0,036 Mikrofarad pro Kilometer eingesetzt. Aus der Tabelle sieht man, daß die Größe $\frac{\pi \cdot R}{\omega L}$ erst für relativ hohe Werte ν klein wird, daß dann aber gleichzeitig der Ausdruck $\frac{\pi A}{\omega C}$ groß wird. Konnte es so nach oberflächlicher Betrachtung scheinen, als ob die Dämpfung mit zunehmendem ω sogar kleiner würde, von dessen Unrichtigkeit wir uns aber leicht überzeugen konnten, so kann aus einer anderen Formel bei oberflächlicher Betrachtung eine Unabhängigkeit des β von ω abgeleitet werden. Es ist die bekannte Formel für die Dämpfung

$$\beta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{A}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

In dieser Formel tritt die Größe ω gar nicht mehr auf. Nach dem, was wir oben über die sogenannten Konstanten gesagt haben, sehen wir ohne weiteres, daß aus dieser Formel eine starke Zunahme der Dämpfung mit der Frequenz folgt, was man aus der Erfahrung ja auch ohne weiteres weiß. Die angeführte Formel ist aber nur eine Näherungsformel, die allerdings den Vorzug hat, die Verhältnisse mit einiger Übersicht zu zeigen. Die Formel wird aber häufig in Fällen angewandt, in denen ihre Anwendung nicht mehr zulässig ist. Das liegt einfach daran, daß die für diese Formel notwendige Voraussetzung, daß $R/\omega L$ und $A/\omega C$ genügend klein sind, in vielen Fällen, z. B. nach obiger Formel bei Papierluftkabeln keine Gültigkeit mehr hat. In der folgenden Tabelle sind die richtigen Werte den mit der Näherungsformel erhaltenen gegenüber gestellt.

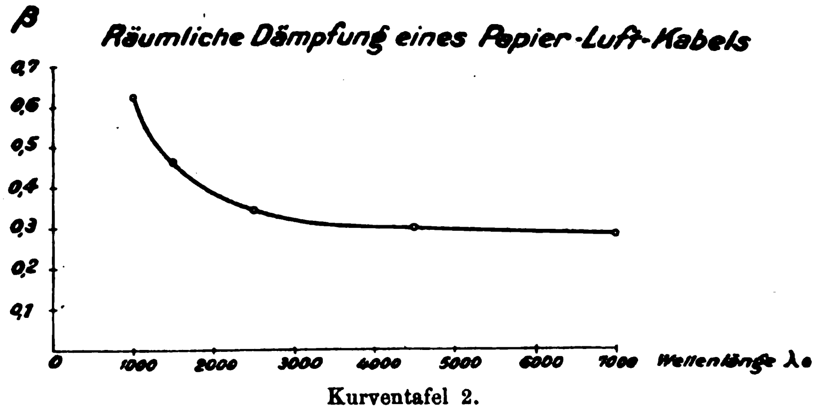
Digitized by Google

Tabelle 9.

Räumliche Dämpfung eines Papierluftkabels (Durchmesser = 0,8) in Abhängigkeit von der Frequenz.

ν	λ_0	β	Näherungswert
$4,29 \cdot 10^4$	7000	0,284	0,290
$6 \cdot 10^4$	5000	0,299	0,302
$10 \cdot 10^4$	3000	0,341	0,343
$20 \cdot 10^4$	1500	0,4615	0,465
$30 \cdot 10^4$	1000	0,620	0,626

In Kurventafel 2 sind die Werte β graphisch aufgetragen.



Kurventafel 2.

Auch hier erkennt man, daß die Differenzen gerade wie bei der Wellenlängenkonstante mit zunehmender Wellenlänge zunehmen.

Wir haben uns darauf beschränkt, die Messungen nur bis $\lambda_0 = 7000$ auszuführen, da man, wie man aus dem graphischen Verlauf erkennt, schon hier in dem flachen Bereich der Kurve sich befindet.

Andererseits ist es interessant, auch hier die Fehler bei größeren Wellenlängen zu betrachten. Für die Wagnerschen Messungen ergibt sich für $\lambda_0 = 20000$ ein korrektes

$$\beta = 0,187$$

gegenüber dem von ihm nach der Näherungsformel berechneten

$$\beta = 0,196$$

Es ergibt sich somit eine Abweichung von $4,8\,^0/_0$.

In dem Spezialfall der Freileitungen liegen die Dinge einfacher. Man kann in diesem Fall $A = 0$ setzen und erhält die einfache und korrekte Formel

$$\beta^2 = -\,{}^1/_2\,(\omega^2 C L) + {}^1/_2 \sqrt{\omega^2 C^2 (\omega^2 L^2 + R^2)}.$$

Digitized by Google

Stets ergibt sich, daß wir bei den üblichen Freileitungen die Größe $\frac{R^2}{\omega^2 L^2}$ gegen 1 als klein annehmen können. Unter dieser Voraussetzung wird, wenn man das zweite Glied in der Formel für β nach dem Binomischen Lehrsatz entwickelt,

$$\beta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \sqrt{(1 - \delta)}$$

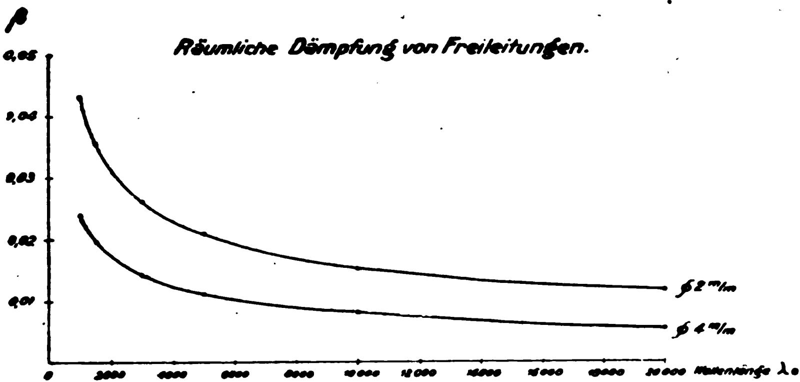
wo

$$\delta = \left\{ {}^1/_4 \left(\frac{R^2}{\omega^2 L^2} \right) - {}^1/_8 \left(\frac{R^4}{\omega^4 L^4} \right) \pm \cdots \right\}$$

δ ist klein gegen 1 und wir haben für Freileitungen in der Tat die vereinfachte Formel

$$\beta = \frac{R}{2} \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}$$

In der nachfolgenden Tabelle und Kurventafel 3 sind die räumlichen Dämpfungen der betrachteten Freileitungen für verschiedene Frequenzen zusammengestellt.



Kurventafel 3.

Tabelle 10.

Räumliche Dämpfung β von Freileitungen in Abhängigkeit von der Frequenz.

ν	λ_0	β für $\Phi = 2$ mm	β für $\Phi = 4$ mm
$1{,}5 \cdot 10^4$	20000	0,0118	0,0053
$3 \cdot 10^4$	10000	0,0153	0,0081
$6 \cdot 10^4$	5000	0,0207	0,0111
$10 \cdot 10^4$	3000	0,0260	0,0141
$20 \cdot 10^4$	1500	0,0357	0,0197
$30 \cdot 10^4$	1000	0,0430	0,0240

Digitized by Google

Für die Reichweite der Apparate ist nicht nur das β der Leitung, sondern auch das βl wichtig, bei dem die Apparate noch eine gute Verständigung zulassen. Dieser Betrag hängt von dem jeweiligen Typ der Apparate ab. In Tabelle 11 sind unter der Voraussetzung, daß βl bei den Hochfrequenzapparaten gleich 3 ist, die Reichweiten der vorhandenen Leitungen bei den verschiedenen Frequenzen zusammengestellt. Auch aus diesen Werten erkennt man sehr deutlich, daß es bei den jetzt üblichen Kabeln keinen Wert hat, der Reichweite zu Liebe zu allzu großen Wellenlängen überzugehen, im Gegensatz zu den Freileitungen.

Tabelle 11 (vergleiche hierzu Kurventafel 4 und 5.)
Reichweiten in Abhängigheit von der Frequenz unter der Voraussetzung eines $\beta l = 3$ in Kilometern.

ν	λ_0	Kabel $\Phi = 0{,}8$	Freileitung $\Phi = 2$	Freileitung $\Phi = 4$
$1{,}5 \cdot 10^4$	20000	—	254,2	568,2
$3 \cdot 10^4$	10000	—	195,6	370,6
$4{,}29 \cdot 10^4$	7000	10,58	—	—
$6 \cdot 10^4$	5000	10,04	144,6	269,3
$10 \cdot 10^4$	3000	8,81	115,6	212,3
$20 \cdot 10^4$	1500	6,50	84,1	152,4
$30 \cdot 10^4$	1000	4,88	69,7	125,3

Seither haben wir uns mit den Freileitungen und Kabeln beschäftigt, wie sie ohne künstliche Erhöhung der Selbstinduktion verlegt werden. Bezüglich des Skineffekts haben wir erwähnt, daß ohne große Schwierigkeiten wesentliche Verbesserungen möglich sind. Entsprechend dem oben gekennzeichneten Rahmen der Arbeit soll hier von eigentlichen Spezialkonstruktionen für Hochfrequenz nicht die Rede sein.

Im folgenden soll noch eine Frage kurz behandelt werden. Um die räumliche Dämpfung der Leitung zu verringern, erhöht man bekanntlich ihre Selbstinduktion. Dies kann nach Pupin dadurch geschehen, daß man Spulen in die Leitung in gewissen Abständen einführt. Anstatt so punktweise Induktivitäten in die Leitung einzuführen, kann man bekanntlich auch so verfahren, daß man nach Krarup die ganze Leitung kontinuierlich mit einer Eisenumspinnung umgibt.

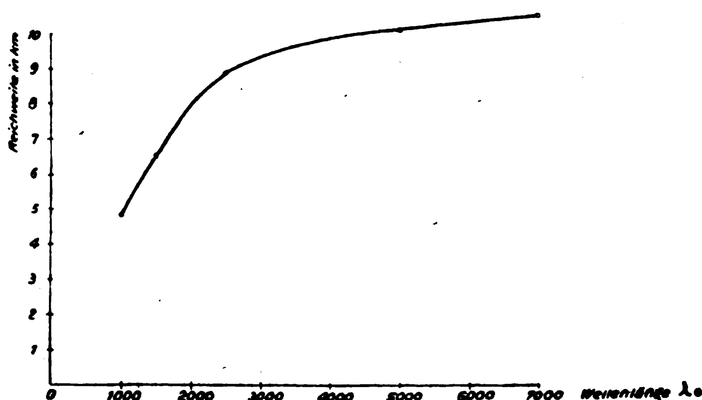
Bei Hochfrequenz liegen die Verhältnisse folgendermaßen:

Die sogenannte Pupinsche Formel

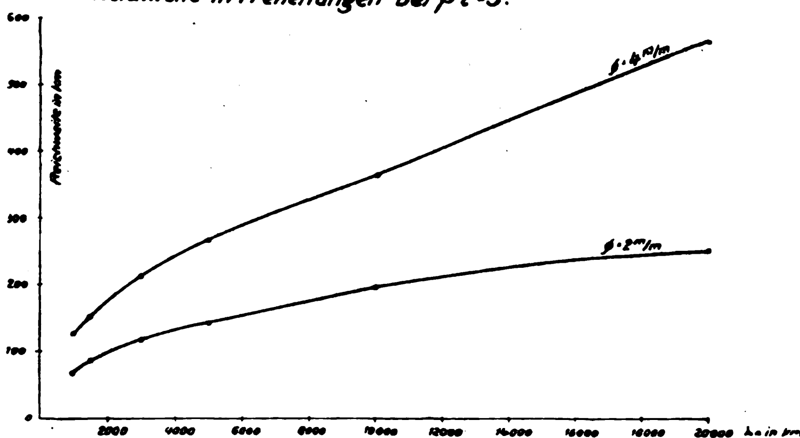
$$\beta = \frac{R}{2} \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}$$

Digitized by Google

gilt hier für Kabel keineswegs mehr, da die sogenannte Ableitungsdämpfung $\frac{A}{2}\sqrt{\frac{L}{C}}$ für Papierluftkabel mit einem Kupferdurchmesser von 0,8 mm bei Wellen von etwa einem Kilometer die gleiche Größen-



Kurventafel 4.



Kurventafel 5.

ordnung hat wie die Widerstandsdämpfung $\frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}$. Dabei ist die hier zulässige Näherungsformel

$$\beta = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{A}{2}\sqrt{\frac{L}{C}}$$

vorausgesetzt. Bei Freileitungen kann man in dieser Gleichung $A = 0$ setzen, so daß man die Pupinsche Formel erhält oder die oben angegebene korrekte Formel.

Wichtig erscheint aber vor allem folgendes. Durch die Pupinisierung oder die bekannte Methode von Krarup wird die Selbstinduktion künstlich erhöht. Dadurch wird die Widerstandsdämpfung entsprechend verringert. Andrerseits wird aber die Ableitungsdämpfung vergrößert. Aus diesem Grund trifft es keineswegs zu, daß durch unbegrenzte Vergrößerung der Selbstinduktion ganz allgemein die Gesamtdämpfung verringert wird.

Angenommen, es sei für eine Leitung R, A und C gegeben, so ergibt die Infinitesimalrechnung in einfacher Weise ein Minimum der Dämpfung bei

$$L = \frac{R}{A} \cdot C \quad \text{oder} \quad \frac{L}{C} = \frac{R}{A}.$$

Der Wert des Minimum für β ergibt sich durch Einsetzen von

$$L = \frac{R}{A} \cdot C$$

in die Gleichung für β zu

$$\beta = \sqrt{A \cdot R}$$

Dies ist auch der Wert, den man für $\omega = 0$ erhält. Das gleiche Resultat erhält man, wenn man bei gegebenen R, A und L das C sucht, für das β ein Minimum ist. Man kann also folgenden Satz aussprechen.

Man erhält für eine beliebige Leitung die geringste Dämpfung, wenn ihre Bestimmungsstücke der Bedingungsgleichung

$$\frac{L}{C} = \frac{R}{A}$$

genügen.

Für den Spezialfall, daß uns R, A und C gegeben ist, ergibt sich hieraus eine Zunahme der Dämpfung mit zunehmendem L, wenn $L > \frac{R}{A} \cdot C$ ist.

Digitized by Google

Der theoretische günstigste Wert von β für eine beliebige Frequenz ist bei richtiger Abgleichung der Größen L, C, R und A gegeben durch den Ausdruck $\beta = \sqrt{A R}$.

Praktisch ist dieser Wert bei Kabeln jedoch von der Frequenz abhängig, da wir zwar den Ohmschen Widerstand künstlich nahezu gleich dem Gleichstromwert halten können, da aber noch keine verlustlosen Dielektrika bekannt sind, und wie wir schon oben gesehen haben, A stark mit der Frequenz zunimmt.

Auch sei zum Schluß noch darauf hingewiesen, daß A und C nicht voneinander unablässig sind. Wegen der Beziehung $A = C \operatorname{tg} \delta \,.\, \omega$ ist es unmöglich, die Kapazität zu verändern, ohne daß auch bei gleichbleibendem Verlustwinkel die dielektrische Ableitung mit verändert würde. All diese Fragen sind bei der Konstruktion von Spezialhochfrequenzkabeln zu berücksichtigen, worüber aber später berichtet werden soll.

Patentschau.

Von **H. Eales.**

Vorrichtungen zur Änderung oder Konstanthaltung der Wellenlänge, der Kopplung u. dgl.

K. P. 298 466 der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Vom 5. 8. 15 ab (ausgegeben am 29. 8. 19).

Einrichtung zur Veränderung der Wellenlänge eines Schwingungskreises durch Kurzschließen von Teilen einer Induktionsspule, dadurch gekennzeichnet, daß zwischen den Kontakten des Stufenschalters Hilfskontakte vorgesehen sind, durch welche während der Übergangszeit von einer Stufe zur anderen die gesamten Stufen kurzgeschlossen werden.

K. P. 309 140 derselben Gesellschaft. Vom 26. 4. 18 ab (ausgegeben am 23. 9. 19).

Selbstinduktionsspule mit ringförmigem Kern, dadurch gekennzeichnet, daß der Leiter über den in zwei Hälften geteilten Wickelraum fortlaufend derart geführt ist, daß sich einer Windung auf der einen Ringhälfte jeweils eine in umgekehrten Sinne verlaufende Windung auf der anderen Ringhälfte anschließt, zu dem Zwecke, eine möglichst geringe innere Kapazität und bei größtem Abstand der Punkte größter Spannungsdifferenz ein streuungs- und störungsfreies Feld zu erhalten.

K. P. 309 203 derselben Gesellschaft. Vom 25. 10. 17 ab (ausgegeben am 22. 9. 19).

1. Spule für schnelle elektrische Schwingungen, dadurch gekenn-

Digitized by Google

zeichnet, daß die benachbarten Windungen innerhalb der Spule zwecks Verringerung der Wirbelstromverluste einen großen Abstand voneinander erhalten und zugleich die Spule mehrlagig so gewickelt wird, daß der Wicklungsraum für die Gesamtkraftlinienverkettung am günstigsten wird.

K. P. 309 255 derselben Gesellschaft. Zusatz zu vorstehendem K. P. 309 203. Vom 5. 3. 18 ab (ausgegeben am 20. 9. 19).

1. Spule für schnelle elektrische Schwingungen nach Patent 309 203, dadurch gekennzeichnet, daß die Spulenwindungen an den Seitenkanten flacher, in Form von zur Spulenachse senkrecht stehenden Rechtecken oder Dreiecken ausgebildeter Stege befestigt sind.

K. P. 300 772. Firma Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. in Berlin. Vom 9. 9. 16 ab (ausgegeben am 1. 10. 19).

1. Selbstinduktionsspule für Primärkreise drahtloser Senderapparate, gekennzeichnet durch eine Kombination fester Windungen mit einem Variometer, wobei die Anschlüsse für die Kopplung der Antenne von Gleitschienen abgenommen werden, welche verschiebbare Kontaktstücke tragen.

K. P. 305 045 derselben Firma. Vom 5. 12. 14 ab (ausgegeben am 4. 10. 19).

Selbstinduktionsspule, insbesondere für die Zwecke der drahtlosen Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß der Schleifkontakt auf der aus einer Flachspirale bestehenden Spule zunächst von innen über einen Teil der Spule verschoben und nach Umlegen des bisherigen festen inneren Anschlusses der Spule nach deren äußerem Ende wieder zurückgedreht wird.

K. P. 310 775 derselben Firma. Zusatz zum vorstehenden K. P. 305 045. Vom 5. 12. 14 ab (ausgegeben am 7. 10. 19).

Selbstinduktionsspule nach Patent 305 045, dadurch gekennzeichnet, daß gleichzeitig mit dem Umstecken des Anschlußpunktes in oder außer Betrieb kommende Apparatteile ein- oder ausgeschaltet werden, z. B. nicht mehr benutzte Antennenspulen abgeschaltet werden.

K. P. 309 105 derselben Firma. Vom 4. 9. 15 (ausgegeben am 7. 10. 19).

1. Verfahren zur Regelung elektrischer Schwingungskreise, insbesondere für die drahtlose Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß durch ein einziges Regelungsorgan (Schleifer) zwei oder mehrere Schwingungskreise z. B. durch Regelung ihrer Selbstinduktion geändert werden, wobei durch einen Schalter der Schleifer einmal mit der Selbstinduktion des einen und dann mit der Selbstinduktion des anderen Kreises verbunden wird.

Digitized by Google

K. P. 298 977 derselben Firma und Dr. Siegmund Loewe in Berlin. Vom 22. 12. 15 ab (ausgegeben am 30. 9. 19).

1. Kopplungsanordnung, dadurch gekennzeichnet, daß zwecks Herbeiführung bestimmter Kopplungsgrade, z. B. der Kopplung Null, der Nachteil der Notwendigkeit bestimmter räumlicher Lagen der Kopplungsspulen gegeneinander dadurch vermieden wird, daß in bekannter Weise wirkende Kurzschlußwindungen oder Kurzschlußscheiben, Platten, Zylinder usw. so angeordnet sind, daß der gewünschte Kopplungswert in jeder gewünschten Lage der Spulen herbeigeführt wird.

Zur Herbeiführung der Kopplung Null sollen dann die Kurzschlußkörper die bewegliche Kopplungsspule vollständig umfassen.

K. P. 300 771 derselben Patentinhaber. Vom 10. 11. 16 ab (ausgegeben am 1. 10. 19).

1. Anordnung zum Koppeln elektrischer Schwingungskreise, dadurch gekennzeichnet, daß außer einer elektrischen Kopplung noch eine zusätzliche Kopplung (oder Gegenkopplung) durch die räumliche Lage oder die Gestalt der verwendeten Spulen zur Wirkung gebracht ist.

2. Anordnung nach Anspruch 1 zum Koppeln stetig veränderlicher elektrischer Schwingungskreise, dadurch gekennzeichnet, daß unter Fortfall eines Kopplungsschalters die Form und Anordnung der zu koppelnden Spulen so gewählt ist, daß zugleich mit dem Eintreten der Abstimmung der jeweils gewünschte Kopplungsgrad von selbst eintritt.

K. P. 298 413. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Vom 7. 2. 15 ab (ausgegeben am 8. 9. 19).

1. Anordnung zur Erzielung einer konstant günstigsten induktiven Kopplung zwischen zwei Kreisen der drahtlosen Telegraphie, gekennzeichnet durch zwei Kopplungsspulen, welche zur induktiven Energieübertragung in die beiden Kreise eingeschaltet und räumlich derart angeordnet sind, daß ihre Windungszahlen stufenweise oder kontinuierlich in bestimmter Gesetzmäßigkeit so verändert werden, daß bei steigender Selbstinduktion die zuzuschaltenden Beträge der beiden Spulen so viel zur Kopplung beitragen, daß die durch die vergrößerte Selbstinduktion an sich verringerte Kopplung automatisch wieder auf das richtige Maß gebracht wird.

K. P. 299 106 derselben Gesellschaft. Zusatz zu vorstehendem K. P. 298 413 vom 2. 9. 15 ab (ausgegeben am 11. 9. 19).

1. Kopplungsanordnung für die drahtlose Telegraphie, nach Patent 298 413, dadurch gekennzeichnet, daß außer den beiden induktiv miteinander gekoppelten und in bestimmter Gesetzmäßigkeit veränder-

Digitized by Google

lichen Spulen in den Antennenkreis ein Drehkondensator zur Feinabstimmung geschaltet ist.

K. P. 307 715. Otto Scheller in Berlin-Lichterfelde und C. Lorenz Akt.-Ges. in Berlin. Vom 2. 12. 17 ab (ausgegeben am 24. 9. 19).

1. Abstimmeinrichtung für radiotelegraphische Stationen, gekennzeichnet durch Vorrichtungen, die das bewegliche System um die der Empfangswelle entsprechende Resonanzlage herum innerhalb bestimmter einstellbarer Grenzen auf mechanischem Wege periodisch bewegen. Die Anordnung kann entweder so getroffen sein, daß ein am beweglichen System befestigtes Gewicht als Pendelgewicht nach erfolgtem Anstoß die Bewegungen veranlaßt, oder auch, daß eine Unruhe oder ein Laufwerk zur periodischen Beeinflussung des beweglichen Teiles benutzt wird.

K. P. 307 716 derselben Patentinhaber. Zusatz zu vorstehendem K. P. 307 715. Vom 15. 3. 18 ab (ausgegeben am 25. 9. 19).

1. Abstimmeinrichtung für radiotelegraphische Stationen nach Patent 307 715, dadurch gekennzeichnet, daß das pendelnde Abstimmglied derart mit einem Einstellglied für die Grobabstimmung in Verbindung steht, daß bei Erhöhung des Wertes des letzteren auch der von dem pendelnden Abstimmglied bestrichene Bereich vergrößert wird.

K. P. 298 073. Firma Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. und Dipl.-Ing. Bruno Rosenbaum in Berlin. Vom 9. 9. 15 ab (ausgegeben am 6. 10. 19).

1. Einrichtung zur Regelung verschiedener, aber voneinander abhängiger Größen in elektrischen Stromkreisen und Anlagen, unter Verwendung von mechanisch voneinander unabhängigen Regelungseinrichtungen, gekennzeichnet durch eine derartige Ausbildung der Regelungseinrichtungen, daß die Regelung der verschiedenen Größen gleichartig erfolgt, so daß in den Hauptstellungen die Bedienungsgriffe oder entsprechenden Anzeigevorrichtungen gleiche oder symmetrische Lage aufweisen, jedoch zwecks Nachkorrektion oder Herstellung von Zwischenstellungen relativ gegeneinander beweglich sind.

K. P. 297 936 derselben Patentinhaber. Vom 25. 1. 16 ab (ausgegeben am 4. 10. 19).

1. Verfahren zur Vermeidung von Nebenschwingungen in Spulen, dadurch gekennzeichnet, daß die Nebenschwingungen jeweils nicht benutzter Spulen oder Spulenenden durch besondere Bemessung der Eigenschwingungen dieser Spulen außerhalb des jeweils benutzten oder des gesamten Wellenbereiches der Anordnung gelegt werden.

Digitized by Google

Umschalter.

K. P. 298 486. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Vom 13. 4. 16 ab (ausgegeben am 9. 9. 19).

1. Luftdrahtumschalter für drahtlose Flugzeugstationen, dadurch gekennzeichnet, daß die Umschaltung von Senden auf Empfang mittels einer von einem Walzensegment getragenen Kontaktschiene innerhalb eines geschlossenen Gehäuses erfolgt.

K. P. 298 401 derselben Gesellschaft. Vom 21. 11. 15 ab (ausgegeben am 13. 9. 19).

1. Luftdrahtumschalter für drahtlose Stationen, dadurch gekennzeichnet, daß beim Umschalten von Senden auf Empfang ein den Luftdraht mit dem Sender verbindender Drehschalter mittels eines Hebelumschalters bewegt wird, wodurch der Sender abgeschaltet und in der Endstellung der Luftdraht über beide Schalter mit dem Empfänger verbunden wird, wobei in an sich bekannter Weise der Senderstrom blockiert und der Luftdraht vor dem Erreichen der Endstellung vorübergehend geerdet wird.

K. P. 298 467 derselben Gesellschaft. Vom 24. 9. 15 ab (ausgegeben am 8. 9. 19).

1. Walzenschalter, insbesondere für Empfänger der drahtlosen Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß mehrere voneinander unabhängige Schaltersätze und die dazu gehörigen gemeinsam betriebenen Schaltwalzen an einer gemeinsamen metallischen Tragschiene von U-förmigem Profil befestigt sind, wobei sowohl die beweglichen als auch die festen Kontaktteile an den gegenüberliegenden Schenkeln der Schiene mittels darüber hinausragender Isoliersockel befestigt sind, während die zugehörigen Schaltwalzen in dem von der Schiene, den Isoliersockeln und den Kontaktteilen umschlossenen Raum angeordnet sind.

K. P. 301 353. Firma Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. in Berlin. Vom 9. 9. 16 ab (ausgegeben am 4. 10. 19).

Schalter für drahtlose Stationen, dadurch gekennzeichnet, daß die Kontakte für die Einschaltung verschiedener Primärwellen und verschiedener Kopplungen radial nach außen in dem Maße von der Schalterachse entfernt sind, als die an ihnen beim Betriebe auftretende Spannung ansteigt, wobei durch fingerartige Gestaltung der Träger für die Kontakte außerordentlich lange Kriechwege geschaffen sind.

K. P. 308 418 derselben Firma. Vom 30. 12. 17 ab (ausgegeben am 7. 10. 19).

1. Mit einem einstellbaren elektrischen Apparat verbundener Umschalter, insbesondere für die Zwecke der drahtlosen Telegraphie, ge-

Digitized by Google

kennzeichnet durch eine derartige Kopplung des Umschalters mit der Einstellachse des Apparates, daß letztere gegenüber dem beweglichen Teil des Umschalters innerhalb eines gewissen Spielraumes verstellbar ist. Dabei ist eine Einrichtung vorgesehen, welche verhindert, daß der bewegliche Teil auf der Isolation zwischen zwei Segmenten oder gleichzeitig auf zwei Segmenten stehen bleibt, und die beispielsweise derart wirkt, daß sie den Schalter am Ende jedes Segmentes zunächst festhält und erst nach Überwindung eines gewissen Widerstandes plötzlich frei gibt, so daß er auf das nächste Segment überspringt.

Ferner ist eine Schleppkopplung vorgesehen, die eine Verdrehung des Einstellgriffs und der damit verbundenen Einstellteile gegenüber dem Umschalter mindestens um einen Betrag gestattet, der dem Übergang des Umschalters von einem Segment zum anderen entspricht.

K. P. 306 338 derselben Firma und Carl Pape in Berlin-Südende. Vom 21. 7. 17 ab (ausgegeben am 6. 10. 19).

1. Vorrichtung zum Umschalten von mit variablen Kondensatoren arbeitenden Spulen für Zwecke der drahtlosen Telegraphie, gekennzeichnet durch Gruppen drahtförmiger, kapazitive Wirkungen verhindernder Kontaktfedern, deren Kontaktwirkung je nach der durch die Kondensatorwelle gegebenen Federstellung derart entweder unmittelbar ein- bzw. aussetzt oder kraftschlüssig unverändert besteht, daß die Bildung schädlicher Leitungswege im Schwingungssystem verhindert wird.

Schwingungserzeugung mit Vakuumröhren.

K. P. 308 411. C. Lorenz Akt.-Ges. in Berlin. Vom 18. 12. 17 ab (ausgegeben am 10. 10. 19).

Schaltungseinrichtung zum Parallelbetrieb von Strahlröhren mit Hilfselektrode, dadurch gekennzeichnet, daß bei Änderung der Anzahl der parallel geschalteten Röhren gleichzeitig und zwangläufig die Kopplung geändert wird, und zwar derart, daß bei Hinzuschalten von Röhren die Kopplung loser wird.

K. P. 310 121 derselben Gesellschaft. Vom 24. 7. 18 (ausgegeben am 4. 10. 19).

1. Senderschaltung für Strahlröhren der drahtlosen Nachrichtenübermittlung, gekennzeichnet durch Serienschaltung einer Wechselstromquelle mit einer Gleichstromquelle, der entweder Wechselstrom oder reiner Gleichstrom wahlweise entnommen werden kann.

Für den Betrieb von Vakuumröhren als Schwingungserzeuger ist es nämlich insbesondere zum Anruf günstig, einen Wellenstrom zu verwenden, um dadurch Tonanruf zu ermöglichen. Der Wellenstrom

Digitized by Google

kann mit Hilfe eines Summers oder bei der Gleichrichtung des Wechselstromes erzeugt werden.

Gegenstand des K.P. 310121 ist nun eine Senderschaltung, die einerseits gestattet, den Wellenstrom auf anderem Wege zu erhalten, andererseits die wahlweise Benutzung von Wellenstrom oder Gleichstrom ermöglicht. Die gleichzeitige Erzeugung beider Stromarten hat den wesentlichen Vorteil, daß man wahlweise mit Wellenstrom als Anrufstrom und mit reinem Gleichstrom ungedämpft senden kann.

K.P. 301241. Johannes Nienhold in Berlin. Vom 22. 4. 17 (ausgegeben am 9. 10. 19).

1. Verfahren zur Erzeugung hochfrequenter ungedämpfter Schwingungen, dadurch gekennzeichnet, daß ein Licht- oder Glimmbogen, welcher in einem Edelgase zwischen einer Alkalikathode und einer Metallanode (z. B. Eisen) übergeht, in einem aus Selbstinduktion und Kapazität bestehenden, mit der Antenne gekoppelten Schwingungskreis eingeschaltet ist, in welchem er hochfrequente ungedämpfte Schwingungen hervorruft.

2. Verfahren zur Erzeugung hochfrequenter Schwingungen nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der mit dem Schwingungskreis verbundene, zwischen der Alkalikathode und der Metallanode im Edelgase übergehende Licht- oder Glimmbogen durch eine dritte in ihm angeordnete Elektrode beeinflußt wird, welche ihrerseits durch kapazitative oder induktive Rückkopplung mit dem Schwingungskreis verbunden ist.

K.P. 306317. Studien-Gesellschaft für Elektrische Leuchtröhren m. b. H. in Berlin. Vom 3. 11. 17 (ausgegeben 28. 10, 19).

1. Einrichtung zur Erzeugung elektrischer Schwingungen mit einer durch einen Hochspannungstransformator unter Parallelschaltung eines Schwingungskreises betriebenen Funkenstrecke, dadurch gekennzeichnet, daß für die Funkenstrecke eine Entladungsröhre mit Edelgasfüllung und zwei Elektroden aus leicht verdampfbarem Metall verwendet wird.

Die Elektroden sollen dabei aus Alkalimetall oder Alkalimetalllegierungen bestehen.

K.P. 307056. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Von 16. 1. 18 ab (ausgegeben am 17. 9. 19).

Schaltung für Kathodenröhren für die Zwecke der drahtlosen Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß für Senden und Empfang eine gemeinsame Röhre verwendet wird, wobei der Vorschaltwiderstand bzw. ein Teil desselben für die Heizung durch die Sendetaste

Digitized by Google

oder den Sende-Empfangsumschalter bei Empfang eingeschaltet und beim Senden ausgeschaltet oder kurzgeschlossen wird.

K. P. 307645 derselben Gesellschaft. Vom 5. 4. 18 ab (ausgegeben am 19. 9. 19).

1. Schaltung für Röhrensender und -empfänger der drahtlosen Telegraphie mit einer einzigen konstanten Sende- und Empfangswelle, dadurch gekennzeichnet, daß als Empfangskreis eine Rückkopplung mit Suchvariometer und zum Senden ein vom Röhrengenerator gespeister unveränderlicher Zwischenkreis verwendet wird, wobei der Sendekreis durch Zusatzselbstinduktionen in Übereinstimmung mit dem Empfangskreis gebracht ist.

2. Schaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das Antennenvariometer und die Zwischenkreiskapazität variabel, jedoch mit Eichfeststellungen versehen sind, zum Zwecke, wahlweise die Anlage für verschiedene konstante Wellen zu eichen.

K. P. 307057 derselben Gesellschaft. Vom 10. 2. 18 ab (ausgegeben am 20. 9. 19).

1. Sende-Empfangsanordnung mit Zwischenkreis für drahtlose Telegraphie unter Benutzung des Audion-Rückkopplungsempfängers, dadurch gekennzeichnet, daß zur Konstanthaltung der Sendewelle beim Umschalten von Empfang auf Senden in den Zwischenkreis die für den Schwebungsempfang notwendige Verstimmvorrichtung (Variator oder Drehkondensator) derart eingebaut ist, daß beim Umschalten auf Senden diese Verstimmvorrichtung abgeschaltet, z. B. kurzgeschlossen und dafür ein dem Mittelwert der Verstimmvorrichtung entsprechender Betrag (Selbstinduktion oder Kapazität) in den Zwischenkreis eingefügt wird.

2. Sende-Empfangsordnung nach Anspruch I, dadurch gekennzeichnet, daß die Rückkopplungsspule doppelpolig abgeschaltet werden kann, wobei mit diesem doppelpoligen Umschalter ein Schalter kombiniert ist, der bei Abschaltung der Rückkopplungsspule einen derselben entsprechenden Kapazitätswert in den Zwischenkreis schaltet.

K. P. 310702. Firma Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. in Berlin. Vom 14. 10. 17 ab (ausgegeben am 7. 10. 10).

1. Einrichtung zum Senden und Empfangen von Schwingungen, dadurch gekennzeichnet, daß unter Vermeidung von Kopplungsänderungen durch bloße Herabsetzung der Anodenspannung auf einen niedrigeren Wert die Senderöhre zugleich als Empfangsröhre benutzbar gemacht ist.

2. Einrichtung zum Senden und Empfangen von Schwingungen nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß durch entsprechende

Digitized by Google

Wahl der Schaltung die Senderöhre zugleich als Empfangs- und erste Verstärker-Röhre benutzt wird.

3. Einrichtung zum Senden und Empfangen von Schwingungen nach Anspruch 1 bis 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Umschaltung von „Senden" auf „Empfang" durch einen Umschalter bewirkt wird. welcher bei Stellung auf „Empfang" ein im Anodenkreis liegendes Telephon und zugleich eine verminderte Batteriespannung einschaltet.

4. Einrichtung zum Senden und Empfangen von Schwingungen nach Anspruch 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß eine Sende-

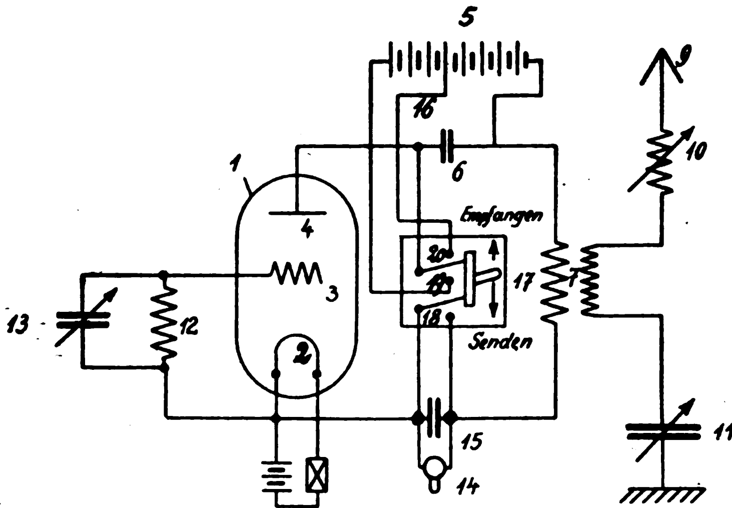


Fig. 1.

schaltung, bei der parallel zu Gitter und Kathode ein Schwingungskreis unter Vermeidung einer Rückkopplung dieses Kreises mit dem Anodenkreis geschaltet ist, dadurch auch zum Empfang benutzt wird, daß mittels eines Umschalters ein Telephon und eine verminderte Batteriespannung in den Anodenkreis eingeschaltet wird. Fig. 1 zeigt diese Schaltunganordnung.

K. P. 307684 derselben Firma. Vom 25. 12. 17 ab (ausgegeben am 6. 10. 19).

1. Schaltungsanordnung zum Senden und Empfangen elektrischer Wellen unter Benutzung einer und derselben Vakuumröhre als Generator und als Empfänger, gekennzeichnet durch Umschaltvorrichtungen, die beim Übergang von Senden zum Empfangen und umgekehrt eine

Digitized by Google

Vertauschung des erregenden und des erregten Teils der Vakuumröhre bewirken.

2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß zwangläufig mit diesen Umschaltvorrichtungen andere Schaltvorrichtungen verbunden sind, durch welche weitere Schaltungsänderungen bewirkt werden.

K. P. 310774 derselben Firma. Vom 5. 10. 18 ab (ausgegeben am 1. 10. 19).

1. Sende- und Empfangsschaltung mit Vakuumröhren, dadurch gekennzeichnet, daß die Anodenquelle einpolig an die Kathode ange-

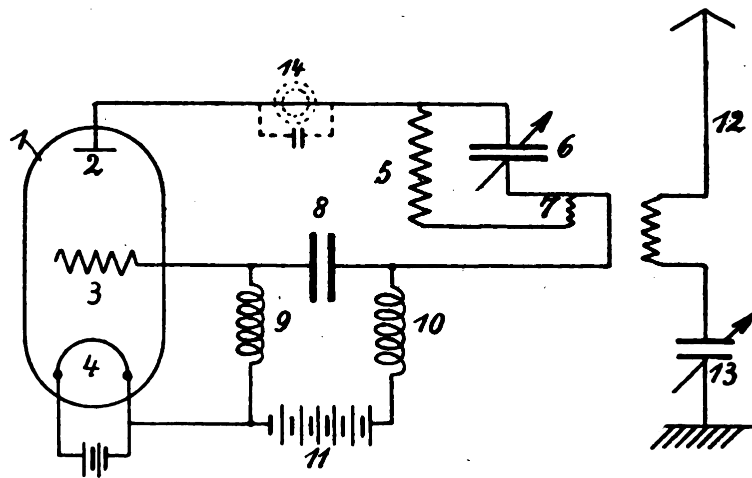


Fig. 2.

schlossen ist, während sie andererseits über große Drosselspulen an einen in der Gitterzuleitung liegenden Kondensator angeschlossen ist.

2. Sende- und Empfangsschaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß zwischen Anode und Gitter ein Schwingungskreis. mit welchem die Antenne gekoppelt ist, oder die Antenne selbst eingeschaltet ist und die Verbindung zwischen diesem Schwingungskreis und dem Gitter über einen Blockkondensator geführt ist, welchem über Drosselspulen die Anodenspannung zugeführt wird.

Fig. 2 zeigt diese Anordnung, die besonders für die Zwecke des Sendens und Interferenzempfangs bestimmt ist.

K. P. 303243. Deutsche Telephonwerke G. m. b. H. in Berlin, Vom 20. 7. 17 ab (ausgegeben am 10. 10. 19).

Digitized by Google

Sendestation mit Vakuumröhre bzw. Gaszelle für drahtlose Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß der zum Betrieb der Röhre erforderliche hochgespannte Gleich- oder Wechselstrom einem durch eine kleine Batterie oder Dynamo gespeisten Pendelumformer (z. B. nach Patent 211 302) entnommen und, wenn die Röhre Wechselstrom erfordert, unmittelbar der Röhre zugeführt wird, — wenn die Röhre dagegen Gleichstrom erfordert, über Gleichrichtezellen und einen Sammelkondensator der Röhre zugeführt wird.

K. P. 310012. Dr. Franz Skaupy in Berlin. Vom 9. 6. 18 ab (ausgegeben am 17. 10. 19).

1. Verfahren zur Verstärkung und Umformung von Wechselströmen und zur Erzeugung elektrischer Schwingungen, dadurch gekennzeichnet, daß der sogenannte Halleffekt in der Weise benutzt wird, daß das durch die zu verstärkenden Ströme in einer Spule erzeugte Magnetfeld auf eine stromdurchflossene, leitende Fläche einer geeigneten Substanz, wie Tellur, Wismut usw., wirkt und die dadurch erzeugte transversale E.M.K. den verstärkten Strom liefert.

D. R. P. 315498. Dr. Siegmund Loewe in Berlin. Vom 19. 4. 1918 ab (ausgegeben am 6. 11. 19).

1. Schaltungsanordnung zur Erzeugung ungedämpfter Schwingungen mittels Kathodenstrahlröhre, dadurch gekennzeichnet, daß unter Verwendung einer Hilfsanode in beliebiger, an sich bekannter Art Schwingungen in der Röhre erzeugt werden und hierdurch eine starke Gitterbeeinflussung herbeigeführt wird, welche auf die Hauptanode zur Wirkung gebracht wird. Fig. 3 zeigt diese Schaltungsanordnung.

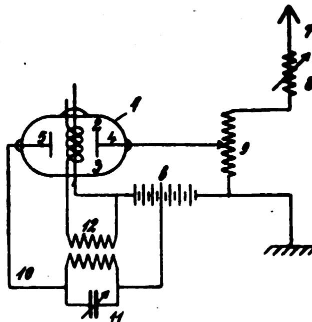


Fig. 3.

Schwingungserzeugung mittels Lichtbogengeneratoren.

K. P. 298409. C. Lorenz Akt.-Ges. in Berlin. Vom 19. 10. 13 ab (ausgegeben am 9. 10. 19).

Verfahren und Schaltungsanordnung zur Verbesserung des Wirkungsgrades von Lichtbogengeneratoren, dadurch gekennzeichnet, daß mehrere auf der Gleichstromseite in Serie gespeiste Lichtbogengeneratoren Verwendung finden, an welche nicht schwingungsbestimmende Wechselstromwiderstände in parallel geschalteten Zweigen angeschlossen sind, so daß die in diesen erzeugte Hochfrequenzenergie in einem Nutzsystem (Antenne) zur Wirkung kommt.

Fig. 4 zeigt diese Schaltungsanordnung, die einen überaus großen, nicht vorauszusehenden Wirkungsgrad besitzen soll. Während nämlich

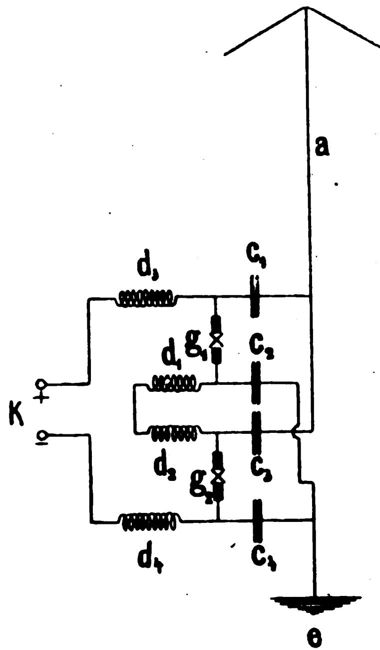


Fig. 4.

bei den gewöhnlichen Lichtbogenanordnungen der Wirkungsgrad etwa 15—20 % beträgt, kann er bei dieser Schaltungsanordnung ohne weiteres auf über 50 % gebracht werden und erreicht in vielen Fällen eine Größe von etwa 70 % und mehr.

Digitized by Google

K. P. 298973. Otto Scheller in Berlin-Lichterfelde und C. Lorenz Akt.-Ges. in Berlin. Vom 28. 5. 15 ab (ausgegeben am 9. 10. 19).

1. Lichtbogengenerator zur Erzeugung schneller elektrischer Schwingungen, bei dem der Lichtbogen in einer geschlossenen Flammenkammer und in einem Magnetfeld brennt, dadurch gekennzeichnet, daß die Elektroden unter einem Neigungswinkel angeordnet sind.

Der gekühlte Teil der Flammenkammer ist über die Elektroden gestülpt, während der zwischen den Elektroden stehende Lichtbogen nach der Spitze des Winkels getrieben bzw. an dieser festgehalten wird und die Kohleelektrode möglichst gleichmäßig abbrennt.

Die geneigten Elektroden sind unter bzw. zwischen besonderen, im Innern der Flammenkammer vorgesehenen Zwischenwänden derart angeordnet, daß letztere der Unterstützung der Zirkulation durch Führung der aufsteigenden Gase bzw. Wärme und bei Verwendung von Wasserstoff zur Zentrierung der Wasserstoffatmosphäre dienen.

Unterwasser-Stromlinien- und Erdstromtelegraphie.

K. P. 297 972. Signal-Gesellschaft m. b. H. in Kiel. Vom 4. 5. 15 ab (ausgegeben am 14. 10. 19).

1. Einrichtung an Stationen für elektrische Unterwassertelegraphie an Schiffen mit metallischem Körper, dadurch gekennzeichnet, daß die zur Verringerung des inneren Widerstandes der Anlage erforderlichen Leiter großen Querschnitts vollständig außerhalb des eigentlichen Schwimmkörpers des Schiffes verlegt sind.

2. Einrichtung nach Anspruch 1, bei der die Sende- oder Empfangsenergie mit Hilfe eines Transformators von der Stromquelle auf die Elektroden oder von den Elektroden auf den Indikator übertragen wird, dadurch gekennzeichnet, daß der Transformator außerhalb des eigentlichen Schwimmkörpers des Schiffes angebracht ist.

3. Einrichtung nach Anspruch 1 und 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Transformatorwicklungen in einem über einer Wasserschicht befindlichen mit Öl gefüllten und unter Vermittlung des Wassers mit der freien Umgebung korrespondierenden Raum untergebracht und die Leiter großen Querschnitts ohne besondere Dichtung durch den Wasserraum hindurch in den ölgefüllten Raum eingeführt sind.

Digitized by Google

4. Einrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß als Leiter großen Querschnitts aus dünnen Einzelleitern bestehende Seile oder Kabel verwendet werden, deren einzelne Adern je durch besondere kleine Dichtungen in das Schiffsinnere geführt sind.

K. P. 299 793 derselben Gesellschaft. Vom 4. 2. 14 ab (ausgegeben am 13. 10. 19).

1. Verfahren zur Unterwassertelegraphie von metallischen Schiffen aus, bei dem im Wasser angeordneten, gut leitenden Platten Wechselstrom zugeführt und durch Aussendung von Stromlinien auf einen außerhalb der Richtung der Verbindungslinie der Platten angeordneten Empfänger eingewirkt wird, dadurch gekennzeichnet, daß die Frequenz des Wechselstroms der Größenordnung nach so hoch und nicht höher gewählt wird, als praktisch zur Erzielung eines zur Unschädlichmachung der Kurzschlußwirkung des Schiffskörpers genügenden Skineffektes erforderlich ist.

2. Verfahren nach Anspruch 1, zur Anwendung an Schiffen mittlerer Größenordnung, dadurch gekennzeichnet, daß bei einer Reichweite von etwa 10 000 m eine Frequenz in der Größenordnung von 3000 Perioden pro Sekunde verwendet wird.

K. P. 301 377 derselben Gesellschaft. Vom 21. 2. 13 ab (ausgegeben am 17. 10. 19).

Einrichtung für Unterwasser-Stromlinien-Telegraphie oder -Telephonie an Schiffen mit metallischem Körper, dadurch gekennzeichnet, daß die Elektroden in vertikaler und unveränderlicher Lage übereinander angeordnet sind, zum Zwecke, eine Richtung der Fernwirkung zu vermeiden und eine Kurzschlußwirkung des metallischen Schiffskörpers in bekannter Weise auszuschließen.

Literaturverzeichnis.

Abraham, Max, Mitt. d. Phys. Ges. Zürich 19, S. 17, 1919. Ein Satz über Modelle von Antennen.

Barkhausen, H. und K. Kurz, Phys. Ztschr. 21, 1, S. 1, 1920. Die kürzesten mit Vakuumröhren herstellbaren Wellen.

Barrell, W. S., Wireless World 7, 77, S. 244; 78, S. 337, 1919. The Theory of Valve Rectification (Continued).

— ebenda, 79, S. 407. Notes on Valve Amplification.

Digitized by Google

van der Bijl, H. J., Popular Science Monthly **95**, S. 132, 1919. The Thermionic Detector.

Blatterman, A. S., Journ. Frankl. Inst. **188**, S. 289, 1919. Ref. Rad. Rev. **1**, 4, S. 201, 1920. Theory and Practical Attainments in the Design and Use of Radio Direction-Finding Apparatus Using closed Coil Antennae.

Bredow, H., Telegr. u. Fernspr. Techn. 8, 7, S. 101, 1919. Deutschlands Stellung im Weltnachrichtenverkehr.

— Elektrot. Ztschr. **41**, 4, S. 75, 1920. Verwendung der Funktelegraphie für das Pressewesen.

Clement, L. M., Everyday Engineering Magazine 7, S. 367, 1919. Ref. Rad. Rev. 1, 4, S. 206, 1920. The Problem of Vacuum Tube Circuits.

Dellinger, J. H., Scient. Pap. Bur. Stand. 354, 1919. Principles of Radio Transmission and Reception with Antennae and Coil Aerials.

Doyle, R., El. World **73**, S. 27, 1920. Ref. Elektrot. Ztschr. **41**, 6, S. 122, 1920. Zur Entwicklung der drahtlosen Telegraphie für den Flugzeugverkehr.

Engelhardt, V., Elektrot. Umschau 1, 2, S. 31, 1920. Ref. über Aug. Záček (Phys. Ztschr. **20**, 15, S. 348, 1919), Eine Methode zur Messung von Wechselstromfrequenzen.

Engineering 108, S. 255, 1919. The Six-String Einthoven Galvanometer.

Electrical Experimenter 7, S. 231, 1919. Ref. Rad. Rev. **1**, 4, S. 205, 1920. How Radio „Sigs“ are Photographed.

El. Rev. 85, S. 81, 1919. Rad. Rev. 1, 4, S. 210, 1920. Ref. über A. O. Rankine (Proc. Phys. Soc. **31**, S. 242, 1919.) On the Transmission of Speech by Light.

Elektrot. Ztschr. 41, 2, S. 41, 1920. (Ref. über Telefunken-Ztg. 18 und 19, 1919.) Die funkentelegraphische Empfangsanlage in Geltow.

— ebenda 6, S. 121. Der Funkverkehr Deutschlands mit Amerika, Spanien und Schweden.

Everyday Engineering Magazine 7, S. 366, 1919. A New Instrument for Production of Undamped Waves.

— ebenda 8, S. 40, 1919. Ref. Rad. Rev. **1**, 4, S. 205, 1920. Audion-Crystal Receiver for Destroyers.

Falckenberg, G., Ann. d. Phys. (4) **61**, S. 167, 1920. Eine Differentialschaltung zur Messung von Kapazitäten und Selbstinduktionen mit einer Empfindlichkeit von $2 \cdot 10^{-8}$.

Gutton, C., Rev. Gén. de l'Él. **5**, 17, 1919. La lampe-valve à trois electrodes.

Hagenbach, A., Verh. d. Naturf. Ges. Basel **30**, S. 36, 1919. Ein Kessel für Bogen und Funken unter erhöhtem und vermindertem Druck.

Huizinga, M. J., Proc. Amsterdam **21**, S. 512, 1919. Electrolytic phenomena of the molybdenite-detector.

Hull, Lewis M., Scient. Pap. Bur. Stand. 355, 1919. Determination of the Output Characteristics of Electron Tube Generators.

Keinath, Gg., Ztschr. f. Fernmeldetechn. 1, 1, S. 7; 2, S. 20, 1920. Über die Verwendbarkeit von Meßgeräten für höhere Frequenzen.

Kennelly, A. E., Wireless Age **6**, S. 11, 1919. Ref. Rad. Rev. **1**, 4, S. 209, 1920. The Speed of Electricity.

Digitized by Google

Kollatz, C. W., Ztschr. f. Feinmechanik **27,** (24), S. 183, 1919. Die Grundzüge der drahtlosen Telephonie.
— Elektrot. Anz. **36,** (146/147), S. 699, 1919. Der gegenwärtige Stand des drahtlosen Fernsprechens.
— Deutsche Allgem. Ztg. **58,** (519), 1919. Das drahtlose Fernsprechen.
— ebenda **59,** (1), 1920. Funktelegraphie und Pressedienst.
— Elektrot. Anz. **37,** (13/14, 15), S. 49, 57, 1920. Hochfrequenz-Mehrfach-Telephonie und -Telegraphie nach Faßbender und Habann.
Küpfmüller, K., Telegr. u. Fernspr. Techn. **8,** 8, S. 124, 1919. Über genaue Frequenzmessungen.
Lilienfeld, J. E., Ann. d. Phys. (4) **61,** S. 221, 1920. Zur Hochvakuumentladung.
Mauborgne, J. O., Journ. Frankl. Inst. **188,** S. 91, 1919. Post Office El. Eng. Journ. **12,** S. 153, 1919. Ref. English Mechanic **110,** S. 26, 1919. Rad. Rev. **1,** 4, S. 209, 1920. High-Frequency Currents on Wires.
Meissner, A. und E. Scheiffler, Ztschr. f. Fernmeldetechn. **1,** 2, S. 17, 1920. Über den Überlagerungsempfang.
Meissner, A. und K. W. Wagner, Telegr. u. Fernspr. Techn. **8,** 9, S. 134; 10, S. 149, 1919. Untersuchungen über die Beseitigung der Oberschwingungen von Maschinensendern.
Merne, J. G, Radio Amateur News **1,** S. 67, 1919. Multiple Conical Loose Coupler.
Meyer, Edgar, Mitt. d. Phys. Ges. Zürich **19,** S. 70, 1919. Über den Einfluß des Elektrodenmaterials auf das Funkenpotential.
Miller, John M., Scient. Pap. Bur. Stand. 351, 1919. Dependence of the Input Impedance of a Three-Electrode Vacuum Tube upon the Load in the Plate Circuit.
Murray, C., Electr. Exp. **7,** S. 235, 1919. The Design, Pumping and Testing of Audion Tubes.
Nature, La, 47, S. 103, 1919. Ref. Rad. Rev. **1,** 4, S. 209, 1920. The Three-Electrode Valve and Radio Communications.
— ebenda (Supplement.) S. 165. The Meteorological Telegrams of the Eiffel Tower.
Nübel, J., Elektrot. Ztschr. **41,** 8, S. 125, 1920. Ist die drahtlose Telephonie als Verkehrsmittel für Überlandzentralen geeignet?
Pedersen, P. O., Danske Videnskab. Selsk., Math.-fys. Meddelelser I, 7, 1918. Om Townsends Teori for Stødionisation.
Pession, G., Pubbl. dell' Ist. Elettr. e Radiotel. d. R. Marina, Nr. 5, 1919. Il sistema di radiotelegrafia Poulsen.
Radio Amateur News 1, S. 56, 1919. Battleship Type Receiver.
Riegger, H., Ztschr. f. techn. Phys. **1,** 1, S. 16, 1920. Über ein neues Hochvakuum-Manometer.
Roscher, Max, Elektrot. Ztschr. **41,** 6, S. 116, 1920. Die Zerstörung der Großfunkstelle Kamina (Togo).
— Telegr. u. Fernspr. Techn. **8,** 10, S. 162, 1919. Über die Nutzbarmachung der Funktelegraphie für das deutsche Pressewesen.
Sankey, H. R., El. Rev. **85,** S. 509, 539, 1919. Engineer **128,** S. 388, 1919. Ref. Rad. Rev. **1,** 4, S. 203, 1920. Direction Finding by Wireless Telegraphy.

Digitized by Google

Schulte, W. P., Ever. Eng. Mag. 7, S. 364, 1919. Ref. Rad. Rev. 1, 4, S. 206, 1920. „B“ Batteries for Vacuum Tubes.

Scott-Taggart, J., El. Rev. 85, S. 614, 1919. Ref. Rad. Rev. 1, 4, S. 208, 1920. A Non-Radiating Wireless Receiving Circuit for the Reception of Damped and Undamped Waves.

— Wireless Age 7, S. 25, 1919. Ref. Rad. Rev. 1, 4, S. 204, 1920. Some modern Vacuum Tube Circuits and Their Operation.

Schonland, B. F. J., Wireless World 7, 77, S. 261; 79, S. 394, 1919. „W/T. R. E.“ (An Account of the Work and Development of Field Wireless Sets with the Armies in France [Continued].)

Streintz, F. und **A. Wesely,** Phys. Ztschr. 21, 2, S. 42, 1920. Über unipolare Leitung an Kristallen.

Taylor, A. H., Proc. Inst. Rad. Eng. 7, S. 337, 1919. Ref. Rad. Rev. 1, 4, S. 204, 1920. Short Wave Reception and Transmission on Ground Wires (Subterranean and Submarine).

Telegr. u. Fernspr. Techn. 8, 7, S. 112, 1919. Ref. über Hebert-Stevens und Larigaldie (C. R. 169, S. 136, 1919). Lichttelegraphie mit infraroten Strahlen.

— ebenda 8, S. 128. Ref. über Ph. R. Coursey (Wireless World 7, 78). Erzeugung ungedämpfter Schwingungen mit Hilfe rotierender Funkenstrecken.

— ebenda 9, S. 142. Einheitliche Bezeichnungen im Funkverkehr.

— ebenda S. 143. Ref. über Esau (E. u. M. 37, S. 401, 1919). Die Braunsche Rahmenantenne.

— ebenda S. 143. Ref. über Wireless World Nov. 1919. Englische Großfunkstelle Carnarvon.

— ebenda S. 144. Ref. über Henri Abraham und Eugene Bloch (C. R. 168, Juni 1919). Verstärker für Gleichstrom und für sehr niedrige Frequenzen.

Telegraph and Telephone Age 1919, S. 483. The Edison Effect and the Audion.

Thurn, H., Telegr. u. Fernspr. Techn. 8, 8, S. 121, 1919. Ausbau des funkentelegraphischen Inlandnetzes durch das Funk-Betriebsamt.

— ebenda 9, S. 140. Der Hochfrequenzmaschinensender (400 MK) Nauen.

— Elektrot. Umschau 1, 3, S. 41, 1920. Der Funkverkehr in Deutschland.

Kurze Mitteilungen.

Englisches Reichsfunknetz. Die britischen Pläne zum Ausbau eines groß angelegten britischen Reichsfunknetzes beleuchtet folgende Notiz des Electrician (83, 22, S. 597, 1919):

Die Verfügung des Staatssekretärs für die Kolonieen, des Vorsitzenden des Reichsnachrichtenausschusses, betreffs einer Kommission zur Erwägung der Frage, welche Großfunkstellen für das Reich aus kommerziellen oder strategischen Gründen wünschenswert seien, zur Aufstellung von Kostenanschlägen dafür, zur Ermittelung der wahrscheinlichen Größe des von ihnen zu bewältigenden Verkehrs und zur Ausarbeitung der Baupläne für

Digitized by Google

die Stationen, ist ein bedeutender Schritt vorwärts. Die Kommission besteht aus den Herren Norman als Vorsitzendem, Snell, Field, Prof. Petavel, Dr. Eccles, Brown, Swinburne und Turner als Mitgliedern. Die Interessen von Post, Marine und Wissenschaft scheinen also direkt vertreten zu sein, während die Armee ihren Standpunkt durch das Sekretariat vertreten kann.

Die Aufstellung dieser Kommission wird hoffentlich das Ende der niederdrückenden Sturm- und Drang-Periode in der Geschichte der drahtlosen Telegraphie bedeuten. Der Gedanke eines Reichsfunknetzes tauchte zuerst 1909 auf. Nach längeren Beratungen schloß die Regierung im Juli 1912 mit der Marconigesellschaft einen Vertrag auf Errichtung von 18 Stationen. Indessen ward von Seiten der Regierung zur Erfüllung des Kontraktes nichts getan, der infolgedessen von der Gesellschaft nicht anerkannt wurde, obschon in der Folge ein revidierter Kontrakt auf 6 Stationen abgeschlossen wurde. Im November 1913 überraschte der Postmaster-General Samuel durch die Mitteilung, daß er bereit sei, die Angebote für die zweiten drei Großfunkstellen des Reichsnetzes entgegenzunehmen. Jedoch keine Gesellschaft war in der Lage, seinen Anforderungen an die Leistungsfähigkeit des Systemes zu entsprechen, und es ist interessant zu bemerken, daß Herr Norman damals den Marconi-Kontrakt scharf kritisierte und für ein eigenes Reichsfunksystem eintrat. Die Sache ging wieder einen Schritt weiter, als die Marconigesellschaft die Post auf Kontraktbruch verklagte und eine Summe von 7 Millionen Pfund Schadenersatz verlangte. Es wird erinnerlich sein, daß 590 000 Pfund zur Niederschlagung der Ansprüche gezahlt wurden. Das Ergebnis ist, daß wir, während andere Länder Stationen gebaut haben, nichts getan haben, ausgenommen zwei Überbleibsel des geplanten Reichsnetzes in Oxford und Cairo. Die gegenwärtig vorhandenen Mittel zum Verkehr zwischen Heimat und Kolonieen sind in jeder Hinsicht in hohem Grade unzureichend, und wir hoffen, daß die Kommission in der Lage sein wird, für eine schnelle Beseitigung der bestehenden Schwierigkeiten zu sorgen.

Persönliches (Mitteilungen aus dem Leserkreis erbeten). Professor Dr. August Raps †. Der Leiter des Werner-Werkes der Siemens- und Halske-A.-G., Prof. Dr. August Raps, ist am 20. 4. nach längerem Leiden im 56. Lebensjahre gestorben. Raps, ein Schüler von Helmholtz, hat namentlich auf dem Gebiet der Elektrizität wissenschaftlich gearbeitet. Nach mehrjähriger Tätigkeit als Assistent am physikalischen Institut der Universität Berlin unter Professor Kundt folgte er vor mehr als 25 Jahren einem Ruf der Firma Siemens & Halske. Unter seiner Leitung wuchs das Wernerwerk zu dem Riesenunternehmen, das heute ca. 16 000 Personen beschäftigt.

Professor Dr. Arnold Sommerfeld wurde zum korrespondierenden Mitglied der preußischen Akademie der Wissenschaften gewählt.

Digitized by Google

Jahrbuch

Zeitschrift für

drahtlose Telegraphie und Telephonie

Band 15. Juni 1920. Heft 6.

Inhalt.

Digitized by Google

Zur Theorie gekoppelter Schwingungskreise mit Selbsterregung.

(Mitteilungen aus dem Physik. Institut der Univ. Würzburg über Arbeiten im Auftrag von Heer und Marine.)

Von **F. Harms.**

An Röhrensendern mit induktiver Antennenkopplung hat man häufig während der Abstimmung einen sehr merkwürdigen Gang der Antennenstromstärke beobachtet. Sucht man z. B. durch Änderung der Antennenkapazität auf das Maximum des Antennenstromes einzustellen (scheinbare Abstimmung), so zeigt sich unter Umständen die Lage dieses Maximums davon abhängig, ob die Einstellung von großen oder von kleinen Kapazitäten her erfolgt. Gleichzeitig treten an gewissen Stellen Sprünge im Verlauf der Antennenstromstärken auf. die von Wellenlängenänderungen begleitet sind.

Ein häufig vorkommender Fall dieser Erscheinung (Ziehen) ist in Fig. 1 dargestellt.

Bei Änderung von C_2 ändert sich die Antennenstromstärke längs der Kurve 123 456 bzw. längs 653 721. Die Sprungstellen bei 4 und 7 können durch Vergrößerung der Gitterkopplung auseinander-, durch deren Verkleinerung zusammengeschoben werden.

Im folgenden soll eine Erklärung dieser Erscheinung auf Grund der Theorie des Röhrensenders und der gekoppelten Schwingungen gegeben werden. Die experimentellen Ergebnisse einer größeren Untersuchung von Herrn Seitz[1]), die im Sommer 1918 auf Veranlassung von Tafunk ausgeführt wurde, sind, wie es scheint in allen Einzelheiten, erklärbar. Ein quantitativer Vergleich ist leider nicht mehr möglich, da eine Reihe von Konstanten, die dazu nötig wäre, damals nicht gemessen wurden.

Die Bezeichnungen sind, soweit es möglich war, den Barkhausenschen Vorschlägen[2]) entsprechend gewählt.

I. Schwingungserregung im Röhrensender.

Ich schließe mich an die Form der Darstellung an, welche Vallauri[3]) für den in Fig. 2 skizzierten Fall gegeben hat. Die dortigen Gleichungen lauten in unserer Bezeichnung

1) Jahrb. f. drahtl. Telegr. **15**, S. 460, 1920.
2) Jahrb. f. drahtl. Telegr. **14**, S. 2—4, 1919.
3) Jahrb. f. drahtl. Telegr. **12**, S. 349, 1917.

Digitized by Google

$$i_a = S e_0 + \frac{1}{R_i} e_a + c \tag{1}$$

$$R_1 i_L + L_1 i_L' = \frac{1}{C_1} \int i_C \, d t = e \tag{2}$$

$$i_a = i_L + i_C \tag{3}$$

$$e_a = E_a - (R_1 i_L + L_1 i_L') = E_a - e \tag{4}$$

$$e_0 = E_0 - L_{01}{}^* i_L' - [L_0 i_0'] \tag{5}$$

Auch hier ist der Gitterstrom vernachlässigt geblieben, was allerdings bei sehr starker Belastung der Antenne nicht mehr erlaubt ist. Doch wird dadurch der allgemeine Charakter der Erscheinungen wohl

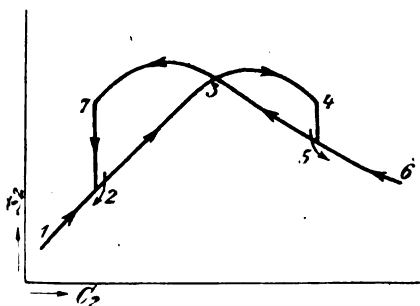


Fig. 1.

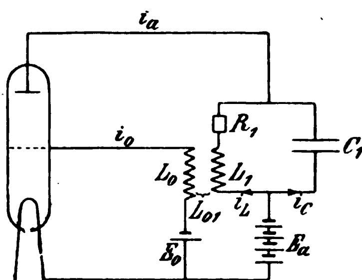


Fig. 2.

kaum geändert werden. Aus diesen Gleichungen läßt sich nach Elimination der übrigen Größen z. B. für e eine Differenzialgleichung zweiter Ordnung ableiten, die nach Einführung der Beziehung

$$I_a = S E_a + \frac{1}{R_i} [E_a - R_1 I_a] + c,$$

die die Anodenstromstärke beim Aussetzen der Schwingungen ($L_{01} = 0$) darstellt, sich in folgender Form schreiben läßt, wenn man den Widerstand der Anodenbatterie vernachlässigt:

$$\alpha e'' + \beta e' + \gamma e = \varepsilon \tag{6}$$

Hier ist:

$$\alpha = L_1 C_1 \qquad \beta = S L_{01}{}^* + \frac{L_1}{R_i} + R_1 C_1 \tag{7}$$

$$\gamma = \frac{R_i + R_1}{R_i} [=] 1 \qquad \varepsilon = \left(1 + \frac{R_1}{R_i}\right) J_a R_1 [=] R_1 J_a \tag{8}$$

Digitized by Google

Die Gleichungen 6—8 zeigen, daß die Frequenz der Schwingungen durch $\Omega^2 = \frac{1}{L_1 C_1}$, und ihre Dämpfung durch die Größe $\beta/2\alpha$ gegeben ist. α ist stets positiv; damit die Amplitude der Schwingungen, wie es bei Selbsterregung nötig ist, wachsen kann, muß β negativ sein; es muß also die Bedingung $-S L_{01}^* > L_1/R_i + R_1 C_1$ erfüllt werden, L_{01}^* muß also negativ sein, d. h. die Gitterkopplungsspule im richtigen Sinne gewickelt sein. Wir bezeichnen weiter den negativen Wert von L_{01}^* mit L_{01}.

Wären nun alle in Gleichung (7) und (8) vorkommenden Größen konstant, so müßte die Amplitude der Schwingungen mit der Zeit ständig wachsen. Das geschieht auch anfangs; aber mit zunehmender Amplitude im Schwingungskreis wächst dann auch das Gitterpotential, und damit wird die Steilheit der Röhrencharakteristik kleiner, der innere Widerstand größer. Es kann also die Amplitude nicht unbegrenzt wachsen, sondern nur so lange, bis S so klein (und R_i so groß) geworden ist. daß die Bedingung

$$S L_{01} \geqq L_1/R_i + R_1 C_1 \tag{9}$$

erfüllt ist. Die Gleichung liefert uns also die Möglichkeit, die Grenzamplitude der Schwingungen zu bestimmen.

Da die Amplituden wachsen, bis die Gleichung (9) erfüllt ist, so wird natürlich dann die Dämpfung = 0; die Schwingungen erfolgen also so, als ob kein Dämpfungsglied vorhanden wäre; ihre Frequenz muß also so berechnet werden, daß man die Dämpfung unberücksichtigt läßt. $\Omega^2 = 1/L_1 C_1$.

Das ist für später wichtig, die Vernachlässigung der Dämpfung ist also keine Näherung, sondern ist streng richtig.

II. Maximalamplitude der Schwingungen.

Zur Berechnung der Maximalamplitude haben wir die Gleichung

$$S L_{01} = L_1/R_i + R_1 C_1 \tag{9}$$

a) Wir führen eine äquivalente Steilheit[1]) ein. Sobald die Amplitude so groß wird, daß beim Betriebe das geradlinige Stück der Röhrencharakteristik überschritten wird, etwa bei e_0, wollen wir näherungsweise die eigentliche Charakteristik durch die gestrichelte

1) Diese Betrachtungen ließen sich durch eine bessere Darstellung der Röhrencharakteristik strenger machen. Doch scheint das zunächst nicht nötig, da alle charakteristischen Eigenschaften schon mit dieser einfachen Annahme sich ergeben werden.

Digitized by Google

Linie ersetzen (Möller). Die diesem Fall entsprechende Steilheit folgt dann aus der Fig. 3 zu

$$S = \frac{J_0}{2\,e_0} \tag{10}$$

oder man kann aus S den Wert von e_0 gewinnen:

$$e_0 = \frac{J_0}{2}\,\frac{1}{S} \tag{11}$$

Führt man hier noch den Wert von S aus Gleichung (9) ein so erhält man

$$e_0 = \frac{J_0}{2}\,\frac{L_{01}}{L_1/R_i + R_1\,C_1} \tag{11'}$$

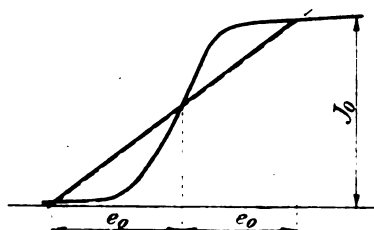


Fig. 3.

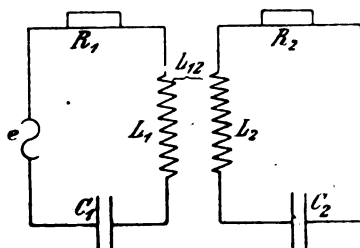


Fig. 4.

b) Durch die Gleichung (5) ist der Zusammenhang zwischen e_0 und i_L gegeben $e_0 = E_0 + L_{01}\,i_L'$, die Amplitude der Wechselstromkomponente von e_0 wird also im stationären Zustande sein

$$\mathfrak{E}_0 = \mathfrak{J}_L\,\Omega\,L_{01} \quad \text{oder} \quad \mathfrak{J}_L = \mathfrak{E}_0 \cdot 1/\Omega\,L_{01} \tag{12}$$

c) Setzen wir in Gleichung (12) den Wert von e_0 aus Gleichung (11′) ein, so erhalten wir eine Gleichung, aus der die Amplitude von i_L ohne weiteres berechnet werden kann, mit der Beschränkung, daß der Klammerausdruck im Nenner nicht beliebige Werte annehmen darf, sondern beim Überschreiten eines gewissen Grenzwertes die Schwingungen unmöglich macht.

$$\mathfrak{J}_L = \frac{J_0}{2\,\Omega}\,\frac{1}{L_1/R_i + R_1\,C_1} \tag{13}$$

Das gibt sich praktisch dadurch zu erkennen, daß beim Variieren der Kreiskonstanten die Schwingungen nicht mit allmählich wachsender Amplitude einsetzen, sondern gleich mit verhältnismäßig großer Intensität.

Digitized by Google

d) Aus Gleichung (13) folgt noch, daß die Amplitude der Schwingungen dann ein Maximum ist, wenn

$$L_1/C_1 R_1 = R_i \tag{14}$$

III. Erzwungene Schwingungen in zwei gekoppelten Kreisen.

Auf den Kreis 1 wirke eine periodische E.M.K. $e \cdot e^{i\Omega t}$ ein; dann sind die Differentialgleichungen für die Ströme in den beiden Kreisen

$$\left.\begin{aligned} L_1 i_1'' + R_1 i_1' + \frac{1}{C_1} i_1 + L_{12} i_2'' &= i\,\Omega\, e \cdot e^{i\Omega t} \\ L_2 i_2'' + R_2 i_2' + \frac{1}{C_2} i_2 + L_{12} i_1'' &= 0 \end{aligned}\right\} \tag{15}$$

Wenn überhaupt ein stationärer Zustand möglich ist, so ist dieser durch

$$i_1 = A_1 e^{i\Omega t}; \qquad i_2 = A_2 e^{i\Omega t} \tag{16}$$

gegeben. Durch Einsetzen von i_1 und i_2 in die Gleichungen (15) erhält man

$$\left.\begin{aligned} -L_1 A_1 \Omega^2 + R_1 A_1 i\,\Omega + \frac{1}{C_1} A_1 - L_{12} A_2 \Omega^2 &= e\, i\, \Omega \\ -L_2 A_2 \Omega^2 + R_2 A_2 i\,\Omega + \frac{1}{C_2} A_2 - L_{12} A_1 \Omega^2 &= 0 \end{aligned}\right\} \tag{17}$$

Wir führen nun einen äquivalenten Widerstand und eine äquivalente Selbstinduktion

$$R = R_1 + \Omega^2 L_{12}^2 \frac{R_2}{[R_2]^2}; \qquad L = L_1 - \Omega^2 L_{12}^2 \frac{L_2 - 1/\Omega^2 C_2}{[R_2]^2} \tag{18}$$

ein. Die elektrischen Verhältnisse im Kreis 1 sind dann dieselben, als ob dieser allein vorhanden wäre, aber statt seiner Selbstinduktion L_1 und seines Widerstands R_1 die Konstanten L und R hätte, allerdings sind diese von der Frequenz abhängig. Man erhält dann für die Amplituden der Ströme in den Kreisen 1 und 2 folgende Werte:

$$\left.\begin{aligned} \mathfrak{J}_1 &= \frac{e}{\sqrt{R^2 + \Omega^2 \left(L - \frac{1}{\Omega^2 C_1}\right)^2}} \\ \mathfrak{J}_2 &= \mathfrak{J}_1 \frac{\Omega L_{12}}{[R_2]} \\ &\text{wo} \\ [R_2]^2 &= R_2^2 + \left(\Omega L_2 - \frac{1}{\Omega C_2}\right)^2 \end{aligned}\right\} \tag{19}$$

Digitized by Google

Wir haben oben gesehen, daß die Frequenz, zu der eine Senderröhre ihren Schwingungskreis erregt, die ungedämpfte Frequenz des Kreises ist, wir werden deshalb die Eigenfrequenzen der gekoppelten Kreise (oder die Eigenfrequenz des äquivalenten Kreises) so berechnen müssen, daß wir in dem Gleichungssystem (15) $R_1 = R_2 = 0$ setzen und $e = 0$. Wir erhalten dann die bekannte Gleichung

$$\Omega^4(1 - k^2) - \Omega^2(\omega_{10}^2 + \omega_{20}^2) + \omega_{10}^2\omega_{20}^2 = 0 \qquad (20)$$

Ihre Lösung gibt die beiden möglichen Kopplungsschwingungen

$$\Omega^2 = \frac{\omega_{10}^2 + \omega_{20}^2}{2(1 - k^2)} \pm \sqrt{-\frac{\omega_{10}^2\,\omega_{20}^2}{1 - k^2} + \left(\frac{\omega_{10}^2 + \omega_{20}^2}{2(1 - k^2)}\right)^2} \qquad (21)$$

Nach dieser Gleichung sind die Kopplungsfrequenzen berechnet und für einen bestimmten Fall in Fig. 5 gezeichnet; sie liegen bekanntlich stets außerhalb des Bereiches, der von den beiden Eigenfrequenzen der Einzelkreise eingeschlossen wird, und sind, den Fall sehr loser Kopplung ausgeschlossen, merklich von diesen Eigenfrequenzen verschieden.

IV. Die Bedingungen für das Anschwingen in gekoppelten Kreisen und die Stromstärke im sekundären Kreise.

An den früher abgeleiteten Formeln ändert sich weiter nichts, als daß statt der Selbstinduktion L_1 und des Widerstands R_1 die äquivalenten Werte eingesetzt werden. Im übrigen gelten die Formeln (9) und (13) ungeändert weiter. Dabei ist nur zu berücksichtigen, daß den beiden Werten der Kopplungsfrequenzen natürlich auch je zwei Werte von äquivalenter Selbstinduktion und äquivalentem Widerstand entsprechen; wir werden also für die beiden möglichen Schwingungen verschiedene Werte sowohl für die Bedingung des Anschwingens (9), als auch für die Amplitude der Schwingungen erhalten. Wir erhalten somit folgende Formeln, die alle Erscheinungen des Ziehens am Röhrensender mit magnetischer Kopplung zu erklären gestatten:

Für die Welle mit der Schwingungszahl $\Omega_{(1)}$

$$\left.\begin{aligned} S L_{01} &> \frac{L_{(1)}}{R_i} + R_{(1)} C_1 \\ \mathfrak{J}_1 &= \frac{J_0}{2}\,\frac{1}{\Omega_{(1)}}\,\frac{1}{L_{(1)}/R_i + R_{(1)} C_1} \end{aligned}\right\} \qquad (22)$$

Digitized by Google

Für die Welle mit der Schwingungszahl $\Omega_{(2)}$

$$\left.\begin{aligned} S L_{01} &> \frac{L_{(2)}}{R_i} + R_{(1)} C_1 \\ \mathfrak{J}_1 &= \frac{J_0}{2} \frac{1}{\Omega_{(2)}} \frac{1}{L_{(2)}/R_i + R_{(2)} C_1} \end{aligned}\right\}$$

Aus der letzten Gleichung ergibt sich mit Berücksichtigung von (19) für die Amplitude im Sekundärkreise

$$\left.\begin{aligned} \mathfrak{J}_2 &= \frac{J_0}{2} \frac{L_{12}}{L_{(1)}/R_i + R_{(1)} C_1} \cdot \frac{1}{[R_2]} = \\ &= \frac{J_0}{2} \sqrt{L_1 L_2} \frac{k}{[R_2][L_{(1)}/R_i + R_{(1)} C_1]} \\ \mathfrak{J}_2 &= \frac{J_0}{2} \sqrt{L_1 L_2} \frac{k}{[R_2] \cdot [L_{(2)}/R_i + R_{(2)} C_1]} \end{aligned}\right\} \quad (23)$$

V. Ein Zahlenbeispiel.

Wir legen eine Röhre mit der Steilheit $S = 10^{-4}$ 1/Ohm und einem inneren Widerstand $R_i = 10^5$ Ohm, also einem Durchgriff von 10 % zugrunde und wählen den Koeffizienten der Wechselinduktion zwischen Schwingungskreis und Gitterkreis $L_{01} = 2 \cdot 10^5$ cm.

Wir berechnen für C_2 von 1000 bis 2500 cm zuerst nach Gleichung (21) die Werte der Kopplungsfrequenzen $\Omega_{(1)}^2$ und $\Omega_{(2)}^2$; dann $[R_2]$, L und R, wobei wir für jede dieser drei letzten Größen entsprechend den beiden Kopplungsfrequenzen ein Paar von Werten bekommen. Zur Prüfung der Bedingung des Anschwingens berechnen wir schließlich die Werte

$$\mathfrak{A} = L/R_i + R C_1 \quad (24)$$

wobei sich auch für jede Kondensatorstellung C_2 zwei Werte ergeben, und die Werte

$$\frac{k}{[R_1]\mathfrak{A}} \quad (25)$$

die der Amplitude im zweiten Kreise proportional sind.

Die so berechneten Werte sind in den nachfolgenden Tabellen zusammengestellt, unter der Annahme $L_1 = 4 \cdot 10^5$ $L_2 = 3{,}5 \cdot 10^5$ cm; $C_1 = 1360$ cm $R_1 = 1$ Ohm, $R_2 = 7{,}3$ Ohm und zwar einmal für $k^2 = 0{,}08$ und das andere Mal für $k^2 = 0{,}02$. Die Änderung der Kopplung denken wir uns dadurch hervorgebracht, daß die Spulen L_1

Digitized by Google

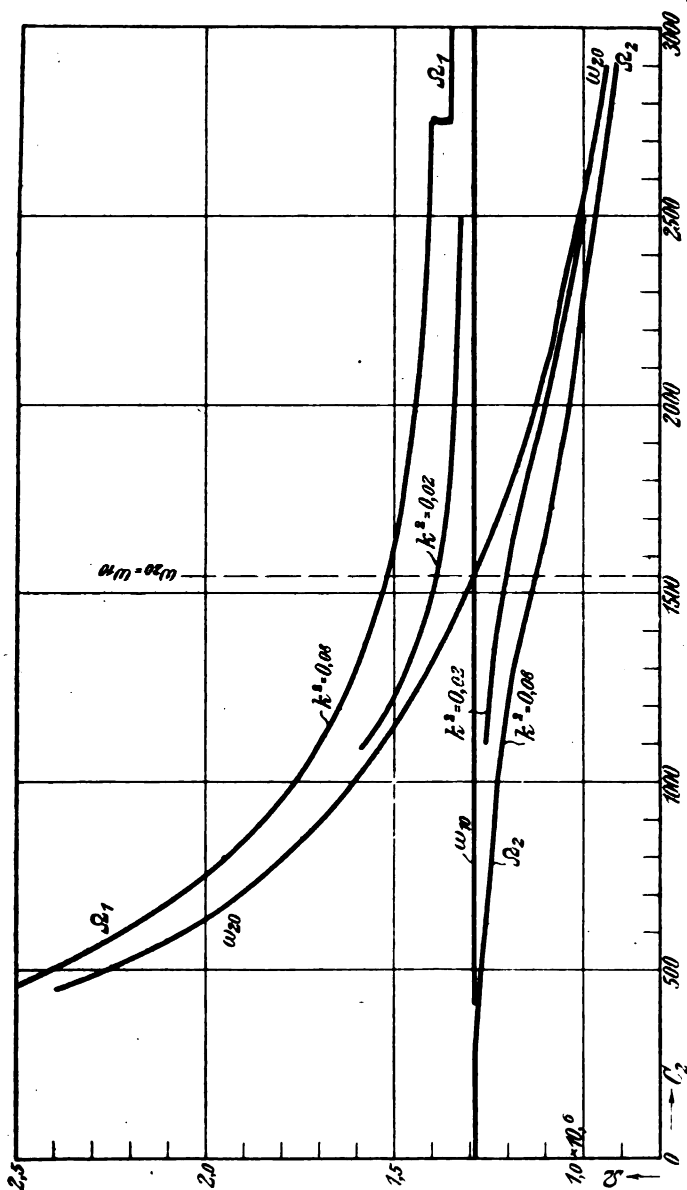


Fig. 5.

und L_2 gegeneinander verschoben werden sollen, so daß die Selbstinduktionen der beiden Kreise ungeändert bleiben.

Tabelle 1. $k^2 = 0{,}08$.

C_2	500	1100	1300	1500	1700	1900	2100	2300	2500	3000	cm
ω_{20}^2	5,14	2,34	1,98	1,71	1,51	1,35	1,22	1,12	1,03	0,86	$\times 10^{12}$
$\Omega_{(1)}^2$	5,8	2,90	2,56	2,37	2,20	2,14	2,08	2,04	1,99	1,96	$\times 10^{12}$
$\Omega_{(2)}^2$	1,60	1,45	1,39	1,29	1,20	1,13	1,04	0,99	0,94	0,79	$\times 10^{12}$
$[R_2]_{(1)}^2$	96	114	132	150	168	186	204	222	240	275	(Ohm)^2
$[R_2]_{(2)}^2$	980	254	178	133	100	76	58	45	37	28	(Ohm)^2
$L_{(1)}$	1,14	2,35	2,64	2,85	3,00	3,13	3,22	3,30	3,34	3,57	$\times 10^5$
$L_{(2)}$	4,14	4,52	4,75	5,00	5,24	5,56	5,90	6,36	7,10	8,4	$\times 10^5$
$R_{(1)}$	41	19	13	9,6	7,5	6,0	5,0	4,3	3,8	3,1	Ohm
$R_{(2)}$	2,0	2,8	4,7	7,4	11,4	17,0	24,5	37,5	65	201	Ohm
$\mathfrak{A}_{(1)}$	6,1	3,07	2,21	1,74	1,44	1,22	1,08	0,98	0,91	0,82	$\times 10^{-8}$
$\mathfrak{A}_{(2)}$	0,57	0,87	1,19	1,62	2,24	3,13	4,29	6,34	10,5	31,2	$\times 10^{-8}$
$J_{2(1)}$	4,86	7,8	9,4	10,5	11,3	12,0	12,4	12,5	12,5	12,1	$\times 10^{-5} \times \frac{J_0}{2} \sqrt{L_1 L_2}$
$J_{2(2)}$	5,1	12,4	12,9	12,7	12,2	11,5	11,0	9,6	7,0	3,1	$\times 10^{-5} \times \frac{J_2}{2} \sqrt{L_1 L_2}$

Tabelle 2. $k^2 = 0{,}02$.

C_2	1100	1300	1500	1700	1900	2100	2300	2500	cm
ω_{20}^2	2,34	1,98	1,71	1,51	1,35	1,22	1,12	1,03	$\times 10^{12}$
$\Omega_{(1)}^2$	2,49	2,17	1,97	1,86	1,80	1,78	1,76	1,74	$\times 10^{12}$
$\Omega_{(2)}^2$	1,59	1,55	1,48	1,38	1,27	1,16	1,08	1,00	$\times 10^{12}$
$[R_2]_{(1)}$	34	46	64	90	118	147	169	189	Ohm
$[R_2]_{(2)}$	236	121	67	39	26	21	15	13	Ohm
$L_{(1)}$	2,74	3,09	3,39	3,57	3,70	3,75	3,79	3,81	$\times 10^5$
$L_{(2)}$	4,14	4,28	4,52	4,83	5,17	5,50	5,66	5,80	$\times 10^5$
$R_{(1)}$	45	22	11	5,7	3,7	2,7	2,3	2,0	Ohm
$R_{(2)}$	1,6	3,2	7,8	19	40	56	95	126	Ohm
$\mathfrak{A}_{(1)}$	7,07	3,66	1,96	1,22	0,92	0,79	0,72	0,69	$\times 10^{-8}$
$\mathfrak{A}_{(2)}$	0,65	0,91	1,63	3,37	6,51	8,95	14,9	19,5	$\times 10^{-8}$
$J_{(1)}$	5,85	8,45	11,3	12,9	13,0	12,3	11,6	10,6	$\times 10^{-5} \times \frac{J_0}{2} \sqrt{L_1 L_2}$
$J_{(2)}$	9,24	12,9	13,0	10,6	8,35	7,6	6,2	5,7	$\times 10^{-5} \times \frac{J_0}{2} \sqrt{L_1 L_1}$

Die Kurven für $\mathfrak{A}$ und J sind in Fig. 6 und 7 eingezeichnet; die strichpunktierte Gerade gibt in beiden Figuren den Wert $S L_{01}$ an, wie er sich aus den oben angenommenen Größen $L_{01} = 2 \cdot 10^5$ und $S = 10^{-13}$ zu $2 \cdot 10^{-8}$ berechnet. Solange die Kurve für $\mathfrak{A}$ unterhalb dieser Geraden bleibt, ist die zugehörige Schwingung möglich. Für $k^2 = 0{,}08$ ist also die Schwingung (1) mit den größeren Werten von Ω, also kürzeren Wellen, möglich von $C_2 = 1400$ bis zu großen Werten von C_2; die Schwingung mit den größeren Wellenlängen dagegen von kleinen Werten von C_2 an bis zu $C_2 = 1630$. In dem Gebiet von $C_2 = 1400$ bis $C_2 = 1630$ sind beide Schwingungen möglich. Außerhalb dieses Gebietes wird beim Senden also immer nur

Digitized by Google

eine einzige Welle vorhanden sein können. Innerhalb von $C_2 = 1400$ bis 1630 cm werden an sich beide Wellen möglich sein; welche wirklich entsteht, läßt sich durch folgende Betrachtungen feststellen. Beim Einschalten entstehen zunächst beide Wellen; diejenige, welche den kleineren Wert von $\mathfrak{A}$ besitzt, nimmt schneller an Amplitude zu, sie erreicht also früher solche Werte des Gitterpotentials, für welche der Anodenstrom schon nahezu unabhängig vom Gitterpotential wird. Kleine Schwankungen des Gitterpotentials, wie sie der mit abweichender

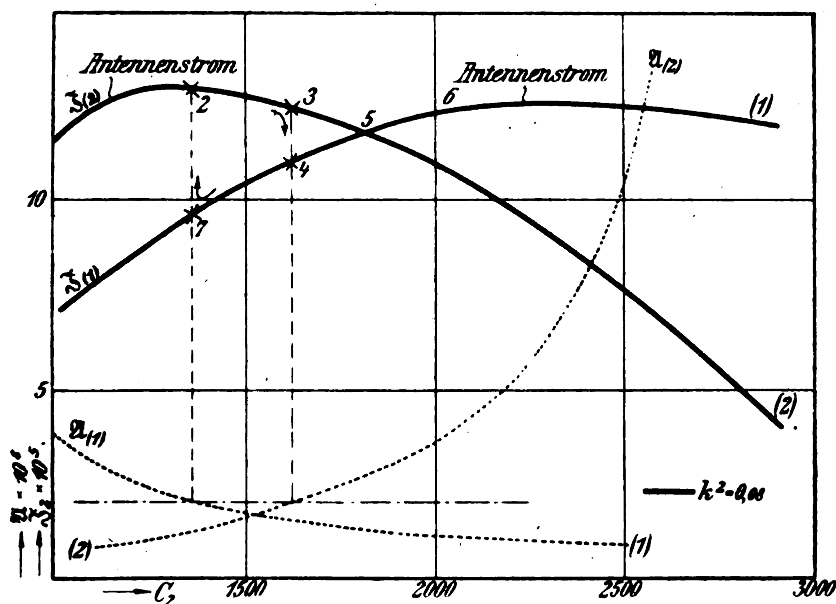


Fig. 6.

Periode auf das Gitter wirkenden zweiten, schwächeren Welle entsprechen, werden also nur geringen Einfluß auf den Anodenstrom haben, die verstärkende Wirkung der Röhre auf die zweite Welle ist also gering, und wird noch um so geringer, je mehr sich das Amplitudenverhältnis zugunsten der ersten Welle verschiebt, bis schließlich diese allein vorhanden ist. Bei etwa $C_2 = 1530$ cm in Fig. 6 sind die $\mathfrak{A}$-Werte für die beiden Wellen gleich, oberhalb 1530 cm wird beim Einschalten nur die eine, unterhalb nur die andere entstehen. Bei 1530 wären an sich beide möglich.

Etwas anders liegen die Verhältnisse, wenn die Kapazität C_2

Digitized by Google

geändert wird, während Schwingungen in dem Kreise vorhanden sind. Die Kapazitätsänderungen erfolgen, im Maßstab der Schwingungsdauern gemessen, unendlich langsam; also durch lauter stationäre Zustände hindurch; infolgedessen wird die zweite Welle gar nicht auftreten, solange die erste überhaupt möglich ist, da die langsamen Änderungen

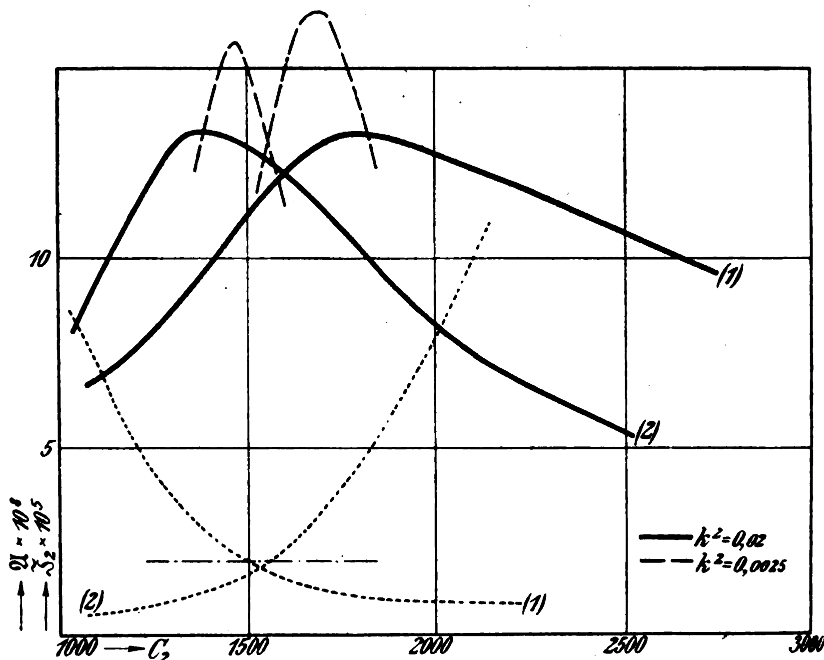


Fig. 7.

der Wellenlänge auf die Verhältnisse des Gitterkreises nur unwesentlichen Einfluß haben. Erst wenn die erste Welle überhaupt unmöglich wird[1]) (in Fig. 6 die Welle 1 bei etwa $C_2 = 1400$ cm), schlägt die Wellenlänge auf den der Welle 2 entsprechenden Wert um.

Der Strom in der Antenne wird sich demnach bei den für Fig. 6 zugrunde gelegten Verhältnissen folgendermaßen verhalten: Bei großen Kapazitäten C_2 erhält man Schwingungen der Welle 1. Der Antennenstrom geht bei Verkleinerung der Kapazität C_2 durch ein Maximum,

1) Dem entspricht es auch, daß die Kondensatorstellung, bei welcher ein Umspringen der Schwingungen stattfindet, sehr konstant ist, solange nicht grobe Störungen auftreten.

Digitized by Google

dessen Lage mit Resonanz gar nichts zu tun hat, über die Punkte 6, 5, 4 (Fig. 6) nach 7, und springt hier auf den der Welle 2 entsprechenden Punkt 2 um bei weiterer Kapazitätsverkleinerung auf der oberen Kurve nach 1 auszulaufen. Bei kleinen Kapazitäten ist zunächst die Welle 2 vorhanden und der Antennenstrom geht über 1, 2, 3, springt nach 4 und geht über 5 nach 6. An der Sprungstelle 3 → 4 springt die Wellenlänge von 1700 auf 1250 m, an der Stelle 7 → 2 von 1200 auf 1630 m.

Es hängt von den Konstanten der Schwingungskreise und der Röhre ab, ob das durch die Punkte 2, 3, 4, 7 eingeschlossene Gebiet

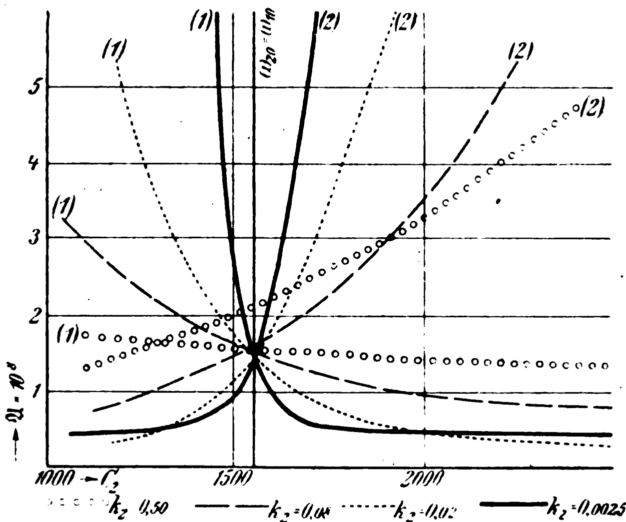


Fig. 8.

des „Ziehens“ wie in Fig. 6 den Schnittpunkt der beiden Antennenstromkurven nicht enthält, oder ob es diesen Punkt einschließt. In letzterem Falle springt die Stromstärke an den beiden Unstetigkeitsstellen in demselben Sinne.

Die Größe, welche für die hier besprochenen Erscheinungen von wesentlicher Bedeutung ist, ist der Wert von $\mathfrak{A}$. In Fig. 8 ist dargestellt, wie sich $\mathfrak{A}$ mit der Kopplung zwischen den beiden Kreisen ändert. Im Grenzfalle unendlich loser Kopplung würden die $\mathfrak{A}$-Kurven aus zwei horizontalen Geraden bestehen, die an der Stelle $\omega_{20} = \omega_{10}$ mit scharfem Knick in eine Vertikale übergehen; selbstverständlich fallen in diesem Falle auch die beiden Antennenstromkurven zusammen,

Digitized by Google

so daß die Sprünge sowohl der Antennenstromstärken als auch der Wellenlängen verschwinden. Sobald aber die Kopplung so stark ist, daß die beiden Kopplungswellen unterscheidbar werden, tritt beim Variieren von C_2 stets ein Sprung der Wellenlängen und Stromstärken in der Nähe der Stelle $\omega_{20} = \omega_{10}$ auf.

Das Verhältnis der Größe von Selbstinduktion und Kapazität ist, wie alle anderen Größen, die das Verhältnis der beiden Glieder des

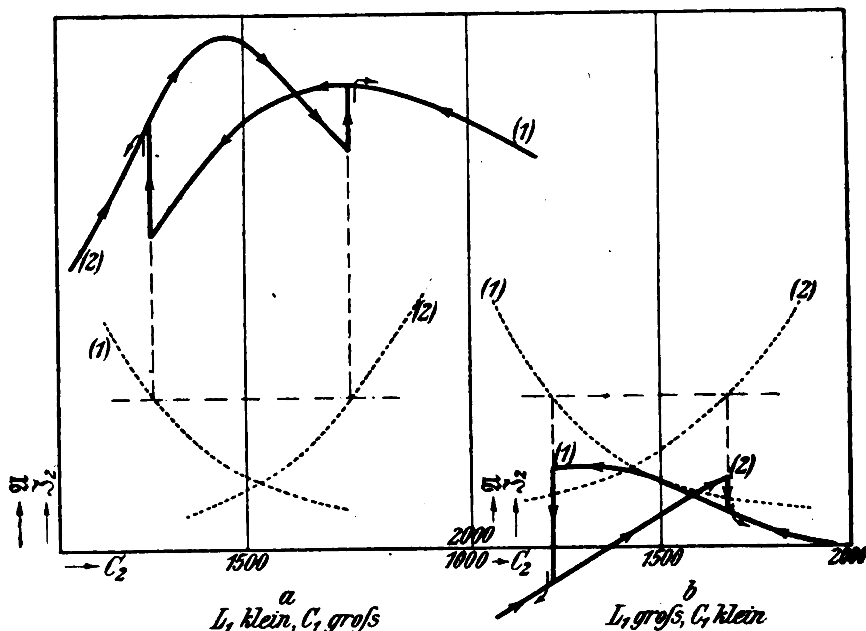


Fig. 9.

Ausdrucks 𝔄 bedingen,. bestimmend für die besondere Form, in der die Sprünge von Wellenlänge und Stromstärke erfolgen. In Fig. 9 ist bei gleicher Eigenperiode einmal die Selbstinduktion im Kreise 1 klein (*a*), das andere Mal groß (*b*) angenommen. Im Fall *a* springt die Antennenstromstärke von kleinen auf große Werte, im Fall *b* umgekehrt; doch geht der Sprung der Wellenlänge in beider Fällen von kleinen zu großen Wellen. (Hierzu vergl. aber Fig. 6, wo beide Sprünge auf derselben Seite des Schnittspunkts der Antennenstromstärken, liegen.) Für gewisse mittlere Werte von L_1 und C_1, bei konstanter Eigenfrequenz, fallen die beiden Antennenstromkurven nahezu

Digitized by Google

zusammen. Man beobachtet in solchen Fällen nur ganz geringfügige Sprünge der Antennenstromstärke, obwohl die großen dem Unterschied der beiden Kopplungswellen entsprechenden Sprünge in den Wellenlängen ungeändert bestehen bleiben.[1])

Der Anblick der Gleichung (24) welche die Größe $\mathfrak{A} = \frac{L}{R_i} + R\,C_1$ bestimmt, zeigt, daß R_i einen ähnlichen Einfluß auf $\mathfrak{A}$ hat, wie L oder C_1. In der Tat bekommt man durch Änderung von R_i (z. B. durch Änderung des Glühstroms) Änderungen von ganz ähnlicher Art,

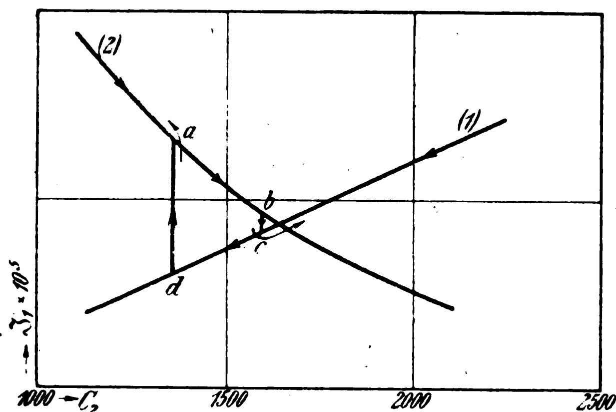


Fig. 10.

wie sie sich in den Fig. 9a und b ausdrücken. Die Fig. 9a würde großem R_i (schwachem Glühstrom), Fig. 9b kleinem R_i (starkem Glühstrom) entsprechen sprechen.

Alle diese Folgerungen stimmen durchaus mit den Beobachtungen, die Herr Seitz[2]) gemacht hat, überein. Ein quantitativer Vergleich ist leider nicht möglich, da damals die Röhrenkonstanten nicht genau genug gemessen waren.

Der Strom im Zwischenkreis. Nach Gleichung (22) ist

$$\mathfrak{J}_1 = \frac{J_0}{2}\,\frac{1}{\Omega}\,\frac{1}{L/R_i + R\,C_1}$$

1) In diesem Falle kann man bei gleicher Kondensatorstellung, gleicher Kopplung und gleicher Antennenstromstärke 2 verschiedene Wellen in der Antenne haben, je nachdem man von der Seite der großen oder der kleinen Kapazitäten her abzustimmen versucht hat.

2) W. Seitz, Jahrb. f. drahtl. Telegr. 15, S. 460, 1920.

Digitized by Google

Da $\mathfrak{J}_1$ als Nenner die für die Möglichkeit des Anschwingens charakteristische Größe $L/R_i + R\,C_1$ enthält, so springt $\mathfrak{J}_1$ natürlich an denselben Stellen wie $\mathfrak{J}_2$. Bemerkenswert ist noch, daß die beiden Werte von $\mathfrak{J}_1$ in Abhängigkeit von C_2 kein Maximum haben, die beiden Maxima würden vielmehr erst bei $C_2 = 0$ bzw. $C_2 = \infty$ erreicht werden. Die Abhängigkeit des $\mathfrak{J}_1$ von C_2 ist für die Verhältnisse der Fig. 6 in Fig. 10 dargestellt. Die Pfeile bedeuten wie in der Fig. 9 die Richtung in der sich die Stromstärke bei Variation von C_2 ändert. Der Strom durchläuft also, wenn man C_2 von kleinen Werten an vergrößert, über die Punkte $(2)\,a\,b\,c\,(1)$, bei umgekehrter Richtung der Kapazitätsänderung über $(1)\,c\,d\,a\,(2)$.

Ich habe an dieser Stelle von Energiebetrachtungen ganz abgesehen. Um diese richtig durchführen zu können, muß man eine exaktere Röhrencharakteristik zugrunde legen; auch ist ein stärkerer Gitterstrom hier bisher nicht berücksichtigt, ebensowenig wie der Umstand, daß ja auch der Gitterkreis eine Eigenperiode besitzt, die durchaus in das Gebiet der in Betracht kommenden Perioden fallen kann. In diesem Falle erhält man das Ziehen unter Umständen schon bei einem einfachen an der Röhre liegenden Schwingungskreise. Es kam mir aber zunächst nur darauf an, unter Verhältnissen, die experimenteller Untersuchung unterworfen gewesen sind, zu beschreiben, was für Erscheinungen schon bei den einfachen Annahmen zu erwarten sind.

Zusammenfassung.

1. Es wurde eine Theorie eines Röhrensenders mit magnetisch gekoppeltem Zwischenkreis durchgeführt.

2. Deren Hauptergebnisse sind folgende:

a) Die entstehenden Schwingungen sind stets einwellig[1]), im Gegensatz zu gedämpften Schwingungen in gekoppelten Kreisen. Die Welle ist entweder die eine oder die andere der Kopplungswellen, die sich für die Dämpfung 0 berechnen würden.

b) Sind einmal Schwingungen vorhanden, so können sie durch Kapazitäts- oder Selbstinduktionsänderungen in ein Gebiet hinübergezogen werden, in dem sie beim Einschalten nicht entstehen würden.

c) Beim Überschreiten eines bestimmten Wertes der Eigenfrequenz im primären oder sekundären Kreise springt die eine Welle in die andere um.

1) Abgesehen von dem praktisch anscheinend nicht realisierbaren auf S. 451 erwähnten Falle.

Digitized by Google

d) Die Stellen, an denen dieses Umspringen stattfindet, sind aus den Röhren- und Kreiskonstanten zu berechnen.

e) Wenn man sich nicht auf einen bestimmten Bereich von Wellenlängen beschränkt, ist es unmöglich, bei kräftiger Kopplung zwischen den beiden Kreisen diese Erscheinung auszuschalten.

Würzburg, Physikalisches Institut, Juli 1919.

Über den Wirkungsgrad verschiedener Sende-Schaltungsmethoden.

(Mitteilungen aus dem Physik. Institut der Univ. Würzburg über Arbeiten im Auftrag von Heer und Marine.)

Von **W. Seitz.**

Wenn w der Widerstand der Antenne oder des Schwingungskreises, welcher die Antenne vertritt, ist, i der Antennenstrom, E die Betriebsspannung der Stromquelle, welche die Röhre speist, J der mittlere Gleichstrom, der durch die Röhre fließt, so bedeutet $\frac{i^2 \cdot w}{E \cdot J}$ den Wirkungsgrad. Es wurden zu seiner Bestimmung die vier in dem Ausdruck vorkommenden Größen gemessen, außerdem zur Kontrolle die Wärme, welche durch das Elektronenbombardement an der Anode hervorgebracht wird, also der Teil der Energie, der in der Röhre selbst verloren geht. Zu dem Zweck war zu der Kupferanode ein Thermoelement angeschweißt, das dadurch geeicht wurde, daß ein konstanter Gleichstrom von verschiedener Stärke durch die Röhre hindurchgeschickt wurde, bis ein Gleichgewichtszustand eintrat. Der Ausschlag des Galvanometers, das sich im Thermokreis befand, gab die absorbierte Energie an, wenn der Heizstrom der Glühkathode bei der Messung der gleiche wie bei der Eichung war. Die Energie, die zum Glühen der Fäden verbraucht wurde, betrug bei den verwendeten Röhren 30—50 Watt.

Beim Schaltungsverfahren I (Fig. 1) bedeutet C_1 einen Blockkondensator, L_1 eine ziemlich große Selbstinduktion, deren Größe von jener der Betriebsspannung, Wellenlänge, Stromstärke und Antennenkopplung abhängt.

Wenn wie hier die Betriebsspannung zwischen 1000 und 4000 Volt, die Wellenlänge zwischen 600 und 1700 m liegt, so variiert L_1

Digitized by Google

zwischen $3 \cdot 10^6$ und $9 \cdot 10^6$ absoluten Einheiten. Eine scharfe Abstimmung ist aber nicht nötig, sondern es genügt L_1 stufenweise verändern zu können. Der Schwingungskreis, der aus der Selbstinduktion L_2, dem variablen Kondensator C_2, dem induktionsfreien Widerstand w und dem Hitzdrahtinstrument i besteht, und der bei den Messungen die Antenne vertritt, ist mit L_1 mäßig stark gekoppelt.

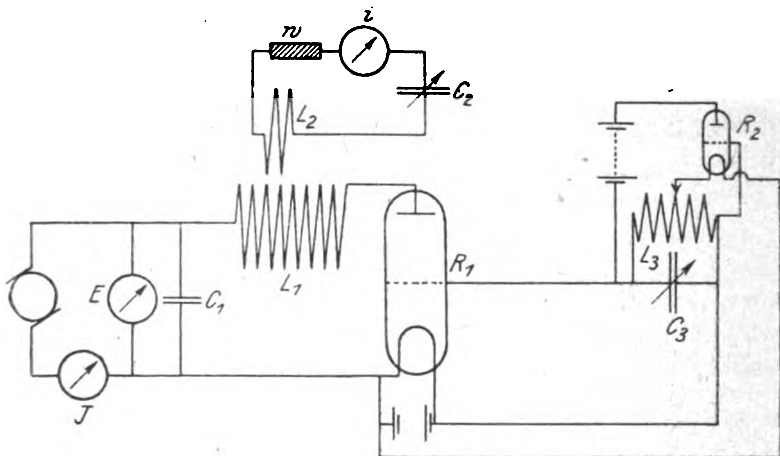


Fig. 1.

L_2 beträgt je nach der Wellenlänge $1 \cdot 10^5$, $2 \cdot 10^5$, $3 \cdot 10^5$ abs. E., w 10 Ohm. Der Wirkungsgrad wird durch die Größe der Kopplung erheblich beeinflußt.

Die Gitterspannung wurde bei diesem Schaltungsverfahren durch eine kleine Schwingungsröhre R_2, welche, wie die Fig. 1 zeigt, nach der bekannten Spannungsteilermethode geschaltet ist, gesteuert. Die Akkumulatorenbatterie, welche diese Röhre speiste, hatte 300 Volt, L_3 betrug $2{,}6 \cdot 10^5$ abs. E. Ein und dieselbe Heizbatterie lieferte den Glühstrom für beide Röhren (in der Zeichnung sind die Regulierwiderstände weggelassen). Selbstverständlich müssen die Kondensatoren C_2 und C_3 auf scharfe Resonanz abgestimmt werden. Der Wirkungsgrad kann um etwa $10\,^0/_0$ gesteigert werden, indem man in die Gitterleitung der Hauptröhre R_1 eine konstante Gegenspannung von 80 bis 90 Volt schaltet, allerdings auf Kosten des Gesamteffektes, der dabei um einige Prozent sinkt. Mit dieser Einrichtung wurden folgende Wirkungsgrade erzielt:

Digitized by Google

Für Wellenlängen von	500	800	1100	1400	1600 m
	52	63	71	78	78 %

z. B. betrug bei 4000 Volt Anodenspannung die Antennenenergie 140 Watt. Der Energieverbrauch in der Röhre, der mit dem Thermoelement gemessen wurde (die Glühstromenergie ist selbstverständlich hier nicht mitgerechnet), betrug

für Wellenlängen von	500	900	1500 m
	36	24	16 %
und demnach der Verlust in der Leitung	12	10	6 %.

Resultate, die bei kurzen Wellen etwas günstiger, bei langen dagegen etwas ungünstiger waren, wurden bei dem bekannten

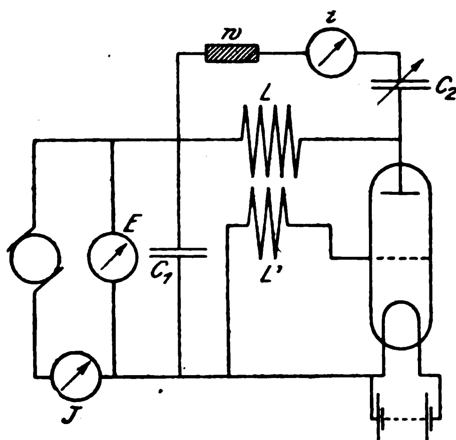


Fig. 2.

Rückkopplungsverfahren, das in Fig. 2 angegeben ist, erzielt. Hier vertritt der Widerstand *w* und die Kapazität C_2 die Antenne, in der der Energieverbrauch gemessen wird.

Es ergab sich bei einer Wellenlänge von	500	1000	2000 m
ein Wirkungsgrad von	57	65	72 %

Auch hier erwies es sich als zweckmäßig, in die Gitterleitung eine konstante Gegenspannung zu legen, wodurch allerdings der Anodenstrom und damit die Leistung erheblich herabgedrückt wurden; dieses Schaltverfahren hat gegenüber dem vorigen den großen Nachteil, daß nur bei genau richtiger Abpassung von Kapazität, Selbstinduktion und Rückkopplung für den gegebenen Widerstand einigermaßen günstige Resultate erhalten werden.

Digitized by Google

Mit Vorteil kann man auch hier das Gitter statt durch die Rückkopplungsspule ebenso wie bei Methode I durch eine Hilfsröhre mit eigener Betriebsbatterie steuern. Man erzielt dadurch größere Sicherheit und einen Wirkungsgrad, der bei langen Wellen dem von Methode I nur um wenige Prozente nachsteht, der dagegen für Wellen unter 1000 m erheblich günstiger ist.

Es wurde gefunden für eine Wellenlänge von

360	900	1200	1700 m
61	68	73	75 %

Immerhin erfordert die Methode auch bei Anwendung der Steuerröhre größere Sorgfalt der Einstellung als die erste, falls man das Optimum des Wirkungsgrades erzielen will.

Der prinzipielle Unterschied zwischen den beiden Verfahren (I und II mit Steuerröhre) dürfte darauf beruhen, daß dort durch die große Selbstinduktionsspule, welche vor der Anode liegt, außer der Grundschwingung vor allem auch den Oberschwingungen eine starke E.M.K. entgegengesetzt, während hier durch den Schwingungskreis, welcher in den Anodenzweig eingeschaltet ist, nur die Grundschwingung belastet wird.

Die Messungen wurden auf Veranlassung der technischen Abteilung füs Funkergerät in den Räumen des Physikalischen Instituts der Universität Würzburg ausgeführt.

Über das Ziehen von Senderöhren.

(Mitteilungen aus dem Physik. Institut der Univ. Würzburg über Arbeiten im Auftrag von Heer und Marine.)

Von **W. Seitz.**

Als Ziehen wird folgende Erscheinung, welche bei Senderöhren, die nach der Methode der Rückkopplung und des Zwischenkreises (siehe Fig. 1) geschaltet sind, auftritt, und welche sich im Betrieb sehr störend bemerkbar macht, bezeichnet. Vergrößert man (siehe Fig. 2, Kurve I) mit kleinen Werten beginnend die Kapazität C_2 des Kreises, welcher die Antenne bei den Messungen in der bekannten Weise vertritt, kontinuierlich (oder auch die Kapazität C_1 des Zwischenkreises), so ändert sich dementsprechend der Antennenstrom i_2 und die Wellenlänge λ, bis bei einem bestimmten Punkt beide Größen sprunghaft auf andere Werte übergehen.

In den Zeichnungen Fig. 2 bis Fig. 9 ist der diskontinuierliche

Digitized by Google

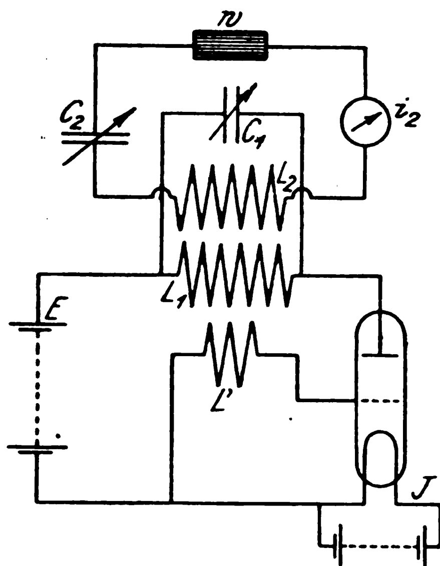
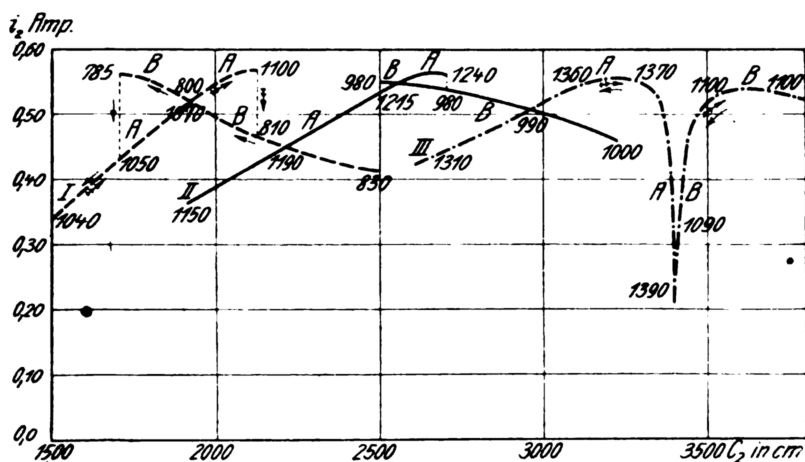


Fig. 1.

Abhängigkeit von C_1 und C_2



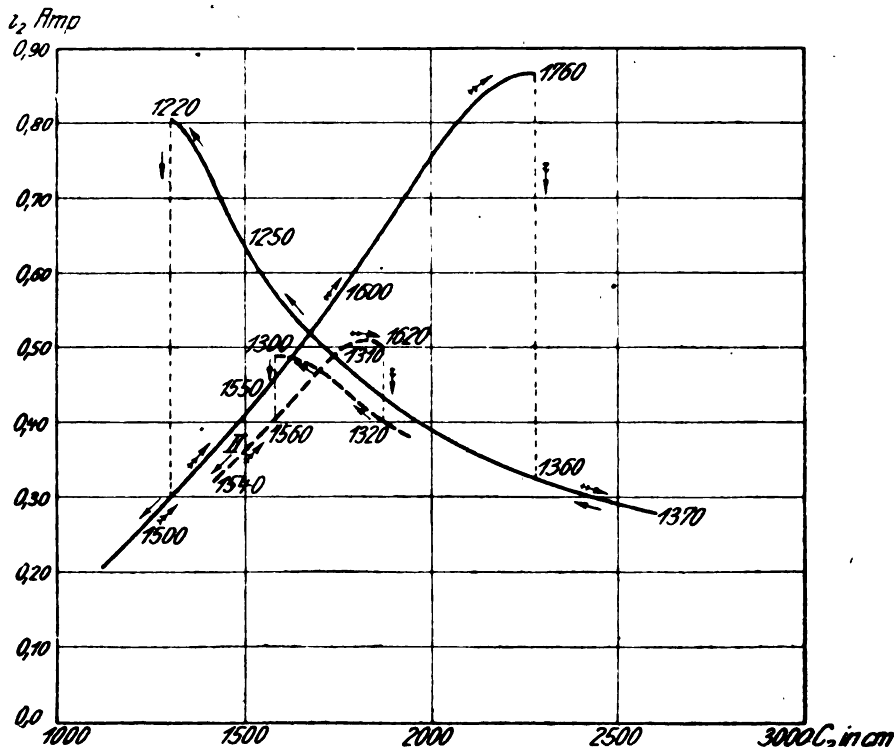
I. $L_1 = 4{,}0 \cdot 10^5$ $L_2 = 1{,}3 \cdot 10^5$ $w = 19{,}8\ \Omega$ $J = 2{,}87$ Amp. $C_1 = 550$ cm
II. $L_1 = 4{,}0 \cdot 10^5$ $L_2 = 1{,}3 \cdot 10^5$ $w = 19{,}8\ \Omega$ $J = 2{,}87$ „ $C_1 = 750$ „
III. $L_1 = 4{,}0 \cdot 10^5$ $L_2 = 1{,}3 \cdot 10^5$ $w = 19{,}8\ \Omega$ $J = 2{,}87$ „ $C_1 = 950$ „

Fig. 2.

Digitized by Google

Übergang durch punktierte senkrechte Linien angedeutet. Verringert man dagegen C_2 bei großen Beträgen beginnend, so folgt i_2 einer von der ersteren abweichenden Kurve (wir wollen sie Kurve B nennen), bis bei

Abhängigkeit von w_2



I. $L_1 = 4{,}0 \cdot 10^5$ $L_2 = 3{,}5 \cdot 10^5$ $w_2 = 7{,}1\ \Omega$ $J = 2{,}87$ Amp. $C_1 = 1350$ cm
II. $L_1 = 4{,}0 \cdot 10^5$ $L_2 = 3{,}5 \cdot 10^5$ $w_2 = 19{,}8\ \Omega$ $J = 2{,}87$ Amp. $C_1 = 1350$ cm

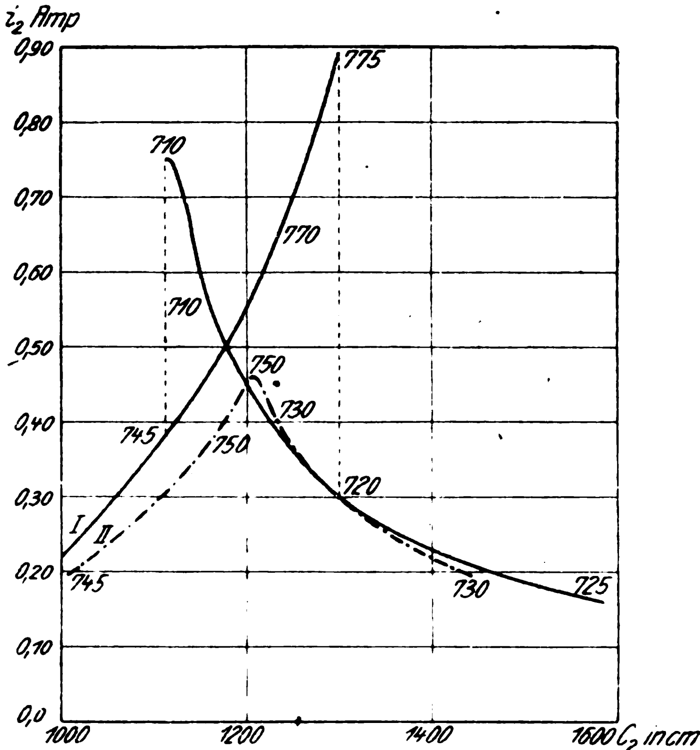
Fig. 3.

einem bestimmten kleineren C_2 wieder das Umspringen stattfindet und zwar auf Werte, die der ersten Kurve (Kurve A) entsprechen. In den Zeichnungen ist der Verlauf, den man erhält, wenn man C_2 von kleinen Werten beginnend steigert, durch gefiederte Pfeile bezeichnet, jener, welcher abnehmendem C_2 entspricht, durch ungefiederte. Unterbricht man den Strom an einer Stelle der Kurve A zwischen dem Kreuzungspunkt der beiden Kurven und der Sprungstelle, d. h. auf der Strecke

Digitized by Google

des sog. Ziehens und schließt ihn hierauf wieder, so werden i_2 und λ statt der vorher geltenden Werte jene, welche dem Schwingungszustand B entsprechen, annehmen und werden bei weiterer stetiger Veränderung von C_2 der Kurve B folgen. Diese ist also die stabilere. Während

Abhängigkeit von w_2



II. $L_1 = 4{,}0 \cdot 10^5$ $L_2 = 1{,}30 \cdot 10^5$ $w_2 = 7{,}1\ \Omega$ $J = 2{,}87$ Amp. $C_1 = 350$ cm
I. $L_1 = 4{,}0 \cdot 10^5$ $L_2 = 1{,}30 \cdot 10^5$ $w_2 = 19{,}8\ \Omega$ $J = 2{,}87$ Amp. $C_1 = 350$ cm
Da L_2 kleiner ist als bei den Messungen der Fig. 3, so ist auch die Antennenkopplung schwächer.

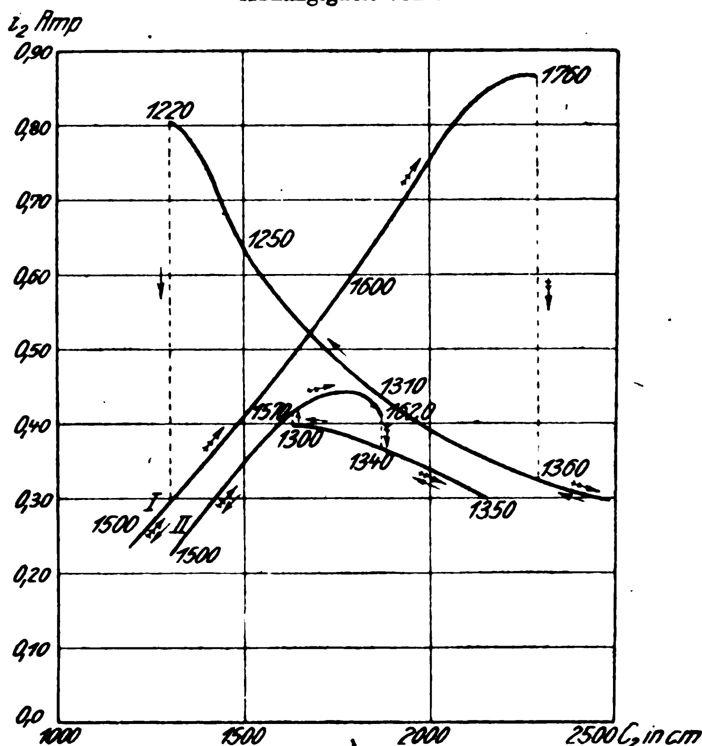
Fig. 4.

hier λ immer kleiner als am entsprechenden Punkt von A ist, kann unter Umständen i_2 auch größer sein, es kann also i_2 beim Überspringen von A nach B zu- oder abnehmen. Ganz analog sind die Verhältnisse auf jener Strecke der Kurve B, welche zwischen der Sprungstelle für kleine C_2 und dem Kreuzungspunkt liegt. Hier geht

Digitized by Google

λ beim Springen auf die höheren Werte, die Kurve A entsprechen, über, während i_2 abnehmen oder wachsen kann (siehe Fig. 2 I und Fig. 6 I). Von selbst findet der Übergang von A nach B bzw. von B nach A außer an den beiden definierten Sprungstellen nicht

Abhängigkeit von J



I. $L_1 = 4{,}0 \cdot 10^5$ $L_2 = 3{,}5 \cdot 10^5$ $w_2 = 7{,}1\ \Omega$ $J = 2{,}87$ Amp. $C_1 = 1350$ cm
II. $L_1 = 4{,}0 \cdot 10^5$ $L_1 = 3{,}5 \cdot 10^5$ $w_2 = 7{,}1\ \Omega$ $J = 2{,}70$ Amp. $C_1 = 1350$ cm

Fig. 5.

statt, sondern es bedarf dazu eines äußeren Anstoßes, der desto kräftiger sein muß, je näher man sich dem Kreuzungspunkt befindet.

Die verschiedenen Typen von Kurven in ihrer Abhängigkeit von der Kapazität C_2, dem Antennenwiderstand w, der Stärke des Glühstroms J, dem Kopplungsgrade zwischem dem Antennenkreis und dem Zwischenkreis, sowie der Stärke der Gitterrückkopplung zwischen L' und L_1 sind in den Kurventafeln 2 bis 9, welche einer großen An-

Digitized by Google

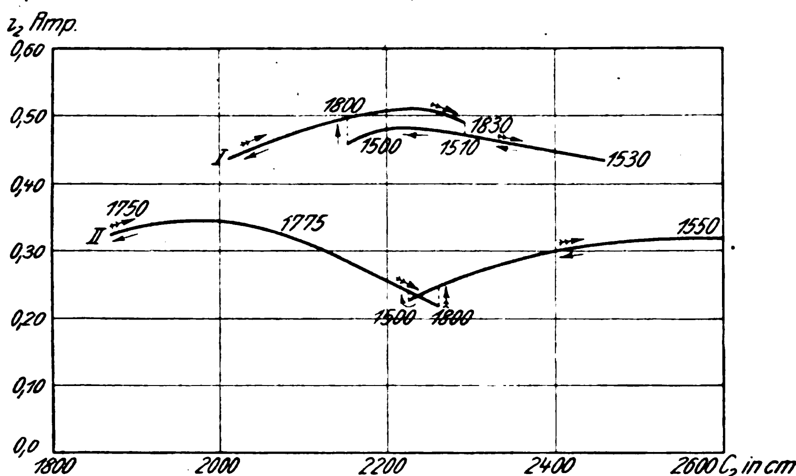
zahl von Messungsreihen als besonders charakteristisch entnommen wurden, angegeben.

Die Spannung der Anodenbatterie betrug 360 Volt. Es wurde eine mittelgroße A. E. G.-Senderöhre verwendet. Die Zahlen, welche an den einzelnen Punkten der Kurven angegeben sind, bedeuten die mit dem Wellenmesser bestimmten Wellenlängen.

Als Resultat der Messungen folgt:

Mit Zunahme von C_1 und dementsprechender von C_2 rückt Kurve A nach links, Kurve B nach rechts, und es verkürzt sich

Abhängigkeit von J



I. $L_1 = 4{,}0 \cdot 10^5$ $L_2 = 3{,}5 \cdot 10^5$ $w_2 = 19{,}8\ \Omega$ $J = 2{,}87$ Amp. $C_1 = 1750$ cm
II. $L_1 = 4{,}0 \cdot 10^5$ $L_2 = 3{,}5 \cdot 10^5$ $w_2 = 19{,}8\ \Omega$ $J = 2{,}70$ Amp. $C_1 = 1750$ cm

Fig. 6.

gleichzeitig die Strecke des Ziehens so lange, bis die beiden Springpunkte zusammenfallen (siehe Fig. 2, Kurve III). Wie Fig. 2 II zeigt, können die beiden Kurven A und B nahezu zur Deckung kommen, so daß man den Sprung von i_2 übersehen kann, während die diskontinuierliche Änderung von λ noch sehr erhebliche Werte beträgt, ein für die Praxis besonders gefährlicher Fall.

Eine Vergrößerung von L_2 allein ändert den Charakter der Kurve im gleichen Sinne wie eine Verkleinerung von C_2.

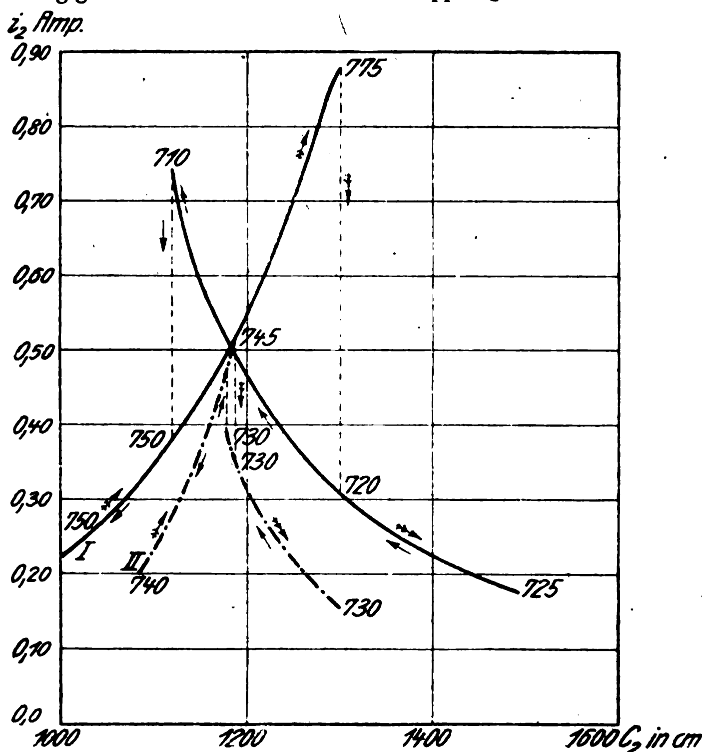
Durch Erhöhung des Antennenwiderstandes w_2 wird der Bereich des Ziehens eingeschränkt und kann, wie Fig. 4, Kurve II zeigt, so

Digitized by Google

klein werden, daß eine sprunghafte Änderung von i_2 nicht mehr nachzuweisen ist, wohl aber eine solche von λ. Auch dieser Fall ist für die praktische Anwendung sehr bedenklich.

Wird der Glühstrom herabgesetzt, so rückt ebenfalls Kurve *A*

Abhängigkeit vom Grade der Antennenkopplung für kleines C_1



I. $L_1 = 4{,}0 \cdot 10^5$ $L_2 = 1{,}30 \cdot 10^5$ $w_2 = 19{,}8\ \Omega$ $J = 2{,}87$ Amp. $C_1 = 280$ cm
Antennenkopplung ziemlich eng

II. $L_1 = 4{,}0 \cdot 10^5$ $L_2 = 1{,}30 \cdot 10^5$ $w_2 = 19{,}8\ \Omega$ $J = 2{,}87$ Amp. $C_1 = 280$ cm
Antennenkopplung sehr lose

Fig. 7.

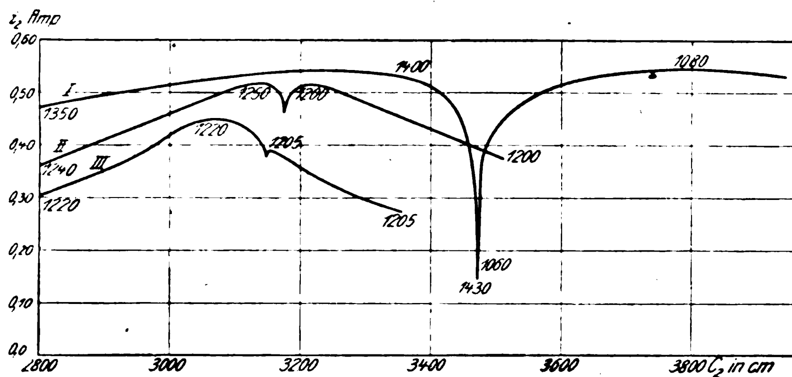
nach links, Kurve *B* nach rechts und der Bereich des Ziehens verkürzt sich.

Von größter Bedeutung für den Charakter der Kurve und die Variation von λ ist der Kopplungsgrad des Antennenkreises. Je loser er gemacht wird, desto kleiner ist der Unterschied der beiden Wellen-

Digitized by Google

längen, welche den Schwingungszuständen A und B entsprechen, und desto kürzer der Bereich des Ziehens. In Kurve II, Fig. 7 fallen die beiden Unstetigkeitsstellen beinahe auf denselben Wert von C_2, doch nimmt i_2 beim Übergang von A nach B um ungefähr 30 % ab, bei jenem von B nach A um ungefähr 15 % zu. Fig. 8 zeigt, daß für genügend großes C_1 und C_2 auch bei dichter Kopplung die Spring-

Abhängigkeit vom Grade der Antennenkopplung bei großem C_1



I. $L_1 = 4{,}0 \cdot 10^5$ $L_2 = 1{,}3 \cdot 10^5$ $w_2 = 19{,}8\,\Omega$ $J = 2{,}87$ Amp. $C_1 = 950$ cm
Kopplung ziemlich eng
II. $L_1 = 4{,}0 \cdot 10^5$ $L_2 = 1{,}3 \cdot 10^5$ $w_2 = 19{,}8\,\Omega$ $J = 287$ Amp. $C_1 = 950$ cm
Kopplung ziemlich lose
III. $L_1 = 4{,}0 \cdot 10^5$ $L_2 = 1{,}3 \cdot 10^5$ $w_2 = 19{,}8\,\Omega$ $J = 2{,}87$ Amp. $C_1 = 950$ cm
Kopplung sehr lose
Fig. 8.

punkte zusammenfallen. Mit Abnahme des Kopplungsgrades rücken die beiden Maxima immer näher aneinander, bis schließlich die beiden Kurven zu einer einzigen zu verschmelzen scheinen. Der unstetige Übergang von einer Wellenlänge zur anderen kann aber trotzdem noch einige Prozent betragen, obgleich ein Springen von i_2 an derselben Stelle kaum mehr nachweisbar ist. Eine solche schwache Kopplung muß daher in der Praxis vermieden werden.

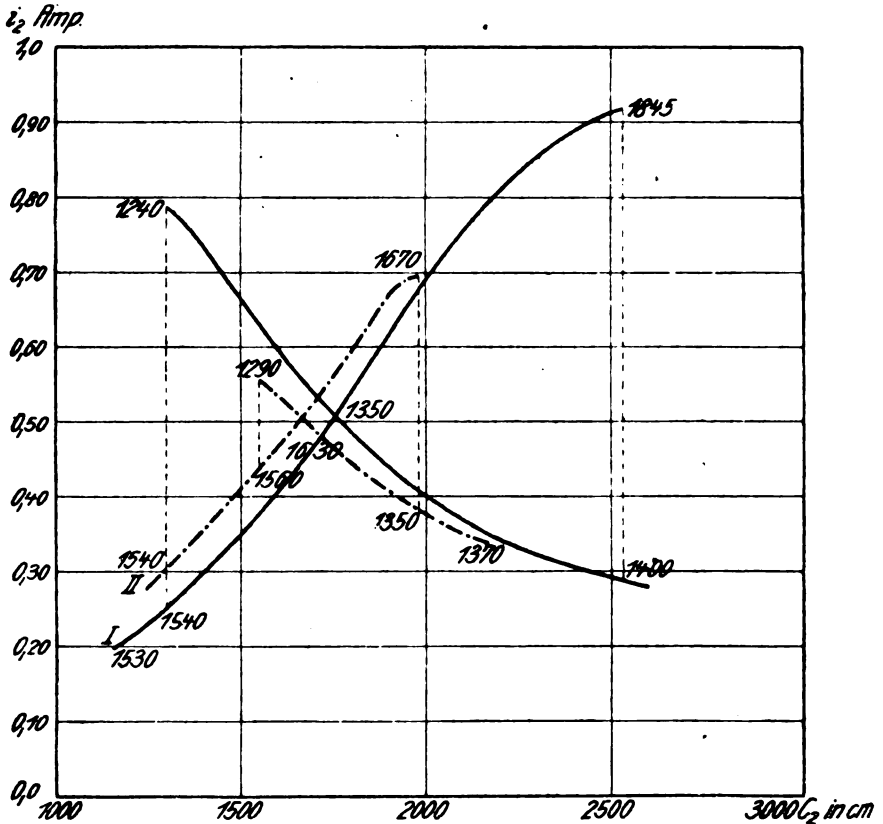
Mit wachsender Stärke der Gitterkopplung wird der Ziehbereich vergrößert.

Da in der Praxis das Überspringen von einer Wellenlänge auf eine andere ausgeschlossen werden muß, empfiehlt es sich am meisten die maßgebenden Größen so zu wählen, daß die beiden Springpunkte zusammenfallen, und die zwei Maxima der Kurven möglichst weit aus-

Digitized by Google

einander rücken, entsprechend Fig. 2 III oder Fig. 8 I. Man ist hier sicher, daß wenigstens innerhalb zweier ausgedehnter Bereiche von C_2

Abhängigkeit vom Grade der Gitterkopplung



I. $L_1 = 4.0 \cdot 10^5$ $L_2 = 3,5 \cdot 10^5$ $w_2 = 7,1\ \Omega$ $J = 2,87$ Amp. $C_1 = 1350$ cm
Gitterkopplung eng
II. $L_1 = 4,0 \cdot 10^5$ $L_2' = 3,5 \cdot 10^6$ $w_2 = 7,1\ \Omega$ $J = 2,87$ Amp. $C_1 = 1350$ cm
Gitterkopplung ziemlich lose
Fig. 9.

(oder auch C_1) eine unstetige Änderung des Schwingungszustandes nicht eintreten kann. Daß die i_2-Kurven in der Umgebung der beiden Maxima ziemlich flach verlaufen, hat den Vorteil, daß eine Verstimmung der Antenne nur eine geringe Änderung der Intensität verursacht. Für gegebenen Heizstrom, Antennenwiderstand und bestimmte Wellenlänge

Digitized by Google

erreicht man die günstigsten Bedingungen, indem man C_1 groß im Vergleich zu L_1 und ebenso womöglich C_2 groß gegen L_2 macht und die Antennenkopplung ziemlich eng wählt.

Die hier beschriebenen Erscheinungen des Ziehens und Springens sowie der zwei möglichen Arten von Schwingungen fallen vollständig weg, wenn an Stelle der Gitterrückkopplung eine kleine Hilfssenderöhre, welche nach einer Methode, die in der vorhergehenden Abhandlung beschrieben ist, geschaltet wird, für die Steuerung der Gitterspannung sorgt.

Die Messungen wurden im Auftrag der techn. Abteilung für Funkergerät im Physikalischen Institut der Universität Würzburg ausgeführt.

Kalorimetrische Bestimmung des Wirkungsgrades von Senderöhren.

Von G. Preuner und L. Pungs.

(Mitteilung aus dem Laboratorium für Funkentelegraphie der Reichsmarine, Kiel.)

Bei einem Röhrensender kann man von dem Gesamtwirkungsgrad der ganzen Anordnung und dem Wirkungsgrad der Röhre selbst sprechen. Der erstere wäre nach der in der Praxis üblichen Weise definiert durch das Verhältnis der gesamten Antennenleistung (Strahlung und Verlustleistung) zu der elektrisch zugeführten Leistung, der zweite durch das Verhältnis zwischen der gesamten in Schwingungen umgesetzten Leistung und der unmittelbar der Röhre zugeführten.[1]) Der Unterschied zwischen beiden Bestimmungen ist gegeben durch die Verluste, welche außerhalb der Röhre auftreten. — Der Gesamtwirkungsgrad läßt sich in bekannter Weise durch Messung der zugeführten Leistung, des Dämpfungswiderstandes im Antennenkreis und des Antennenstromes bestimmen. Die Ermittlung des Röhrenwirkungsgrades läßt sich auf die Bestimmung des Röhrenverlustes zurückführen auf Grund der Gleichung:

$$\text{Wirkungsgrad} = \frac{\text{zugeführte Röhrenleistung} - \text{Röhrenverlust}}{\text{zugeführte Röhrenleistung}}$$

da ja die im Zähler stehende Differenz die gesamte in Schwingungen umgesetzte Energie ergibt.

1) Die Energie der Heizleistung soll bei den obigen Definitionen mit berücksichtigt werden.

Digitized by Google

Will man den Röhrenverlust unmittelbar durch eine elektrische Messung bestimmen, so stößt man auf große meßtechnische Schwierigkeiten. Spannung und Strom der Röhre pulsieren mit Hochfrequenz, es müßte somit eine wattmetrische Hochfrequenzmessung, z. B. mit einem Elektrometer in passender Schaltung ausgeführt werden, die umständlich ist und eingehende Rücksichtnahme auf Kapazitätswirkungen usw. erfordert.

Einen anderen Weg hat Meißner[1]) eingeschlagen, indem er aus den Charakteristiken der Röhre Strom und Spannung punktweise konstruiert und die in der Röhre verlorene Leistung durch Planimetrieren der Produktenkurve findet.

Als zweckmäßigste Methode zur Bestimmung des Röhrenverlustes erscheint die kalorimetrische, bei welcher die in der Röhre in Wärme umgesetzte Energie unmittelbar gemessen wird. Da bei passender Anordnung der Verlust zwischen der Röhre und dem Antennenkreis verschwindend ist, kann die Methode zur Bestimmung der Antennenenergie verwendet werden, ohne daß eine Dämpfungsmessung notwendig ist. Für Laboratoriumsuntersuchungen kann die Methode als besonders geeignet bezeichnet werden. Dabei ist vorausgesetzt, daß die kalorimetrische Messung sich mit genügender Genauigkeit ausführen läßt.

Daß dieses tatsächlich möglich ist, wird in vorliegender Arbeit gezeigt.

Die an eine Sendeschaltung angeschlossene Röhre wurde in ein Kalorimetergefäß versenkt. Die Hauptschwierigkeit der kalorimetrischen Messung liegt in dem sehr langsamen Temperaturausgleich zwischen der Kalorimeterflüssigkeit und den inneren erhitzten Teilen der hochevakuierten Röhre. Doch lassen sich brauchbare Resultate erzielen, wenn man bei allen Versuchen unter möglichst gleich bleibenden Bedingungen arbeitet (vgl. die Ausführungen in unserer Arbeit „Elektrolytisch verkupfertes und verzinktes Eisen im Hochfrequenzfeld").[2])

Zunächst wurde mit Hilfe einer gewöhnlichen Metallfadenglühlampe die Genauigkeit festgestellt, mit der bei der angewandten Arbeitsweise die Wärmemenge gemessen werden konnte, welche von elektrischen Glühkörpern in evakuierten Glasgefäßen entwickelt wird. Das als Kalorimeterflüssigkeit dienende Paraffinöl befand sich in einem Metallgefäß von $3\,^1/_2$ Liter Inhalt. Die elektrisch und thermisch gemessenen, von der Lampe verbrauchten Energien stimmten auf $1{,}2\,^0/_0$ miteinander überein.

1) A. Meißner, Elektrot. Ztschr. 1919, S. 65 u. 78.
2) Verhandl. der Deutschen Phys. Ges. XXI, S. 594, Heft 17/18.

Digitized by Google

Da bei Verwendung von Senderöhren das Auftreten von Wirbelströmen in der Nähe der Röhre, wenn sie zur Schwingungserzeugung benutzt wurde, nicht ausgeschlossen war, wurde bei dem Vorversuch das Metallgefäß durch ein 6 Liter fassendes Glasgefäß ersetzt. Der kalorimetrisch gemessene Wert der in der Glühlampe verbrauchten Energie blieb hier anfangs bis 10 % hinter dem elektrisch bestimmten Wert zurück. Das Glasgefäß wurde deshalb auf seiner Außenseite mit schwarzem Lack überzogen, unterhalb der Oberfläche des Öls wurde ein Deckel aus Vulkanfiber angebracht. Hierdurch ließen sich die Verluste infolge Licht- und Wärmestrahlung soweit vermindern, daß eine Übereinstimmung der Energiewerte auf 1 % erreicht wurde. Als Senderöhre dienten entweder eine kleine Röhre der Firma Telefunken (75-Wattröhre, Heizstrom ca. 3 Amp.; Heizspannung 11 bis 12 Volt) oder eine Röhre der Firma Müller (Hamburg). Sie wurden mit den Kontakten für die Stromzuleitungen nach oben in die Mitte des Gefäßes und des ringförmigen Rührers gebracht und ruhten auf einem entsprechend ausgebohrten Hartgummiklotz. In ihrer Lage gehalten wurden sie durch eine dünne Messingstange, die gleichzeitig zur Zuführung des Heizstromes benutzt wurde. Die elektrische Energie wurde durch eine 500-Periodenmaschine geliefert. Durch Transformator und Argongleichrichter wurde diese Energie auf die erforderliche Form (etwa 2000 Volt, 0,1 Amp. Gleichstrom) gebracht. Durch Änderung der Primärspannung ließ sich die Anodenspannung in weiten Grenzen variieren und genau einstellen; gemessen wurde sie durch ein Drehspulen-Voltmeter für 3 Volt bei 1000 Ohm (150 Skalenteile) mit einem Vorschaltwiderstand von 700000 Ohm, die Stromstärke durch ein Milliamperemeter im Anodenkreis. Die Gitterrückkopplung erfolgte induktiv. Die Antenne wurde durch einen Schwingungskreis mit variabler Kapazität (etwa 500 cm) ersetzt. Die Wellenlänge betrug etwa 600 m (Schaltung I, Fig. 1)[1].

Die Heizenergie ließ sich genau einstellen und messen. Da der Elektronenstrom über dem Heizfaden zum negativen Pol der Hochspannungsquelle abfließt, u. zw. einmal direkt, einmal mit dem Umweg über die Batterie des Heizkreises, so addiert sich dieser Strom in der einen Richtung positiv, in der anderen negativ zum Heizstrom und das Amperemeter im Heizstromkreis zeigt je nach dem Ort, an dem es sich befindet, nach dem Einschalten des Anodenstromes einen größeren oder kleineren Wert als vorher. Es wurde daher ein Umschalter für das Amperemeter angewandt, so daß der vergrößerte wie der ver-

1) In der Figur ist Transformator und Gleichrichter fortgelassen.

Digitized by Google

kleinerte Wert der Heizstromstärke bestimmt werden konnte (vgl. Fig. 1). Aus beiden Messungen wurde der Mittelwert genommen.

Der Wasserwert des Kalorimeters wurde mit Hilfe eines Widerstandes von Konstantandraht (6 Ohm), der zusammen mit der Senderöhre in das Paraffinöl gebracht war, auf elektrischem Wege festgestellt. Bei Verwendung der Senderöhre stellt sich nach Stromunterbrechung ein konstanter Temperaturgang erst nach 30 bis 40 Minuten ein. Daß

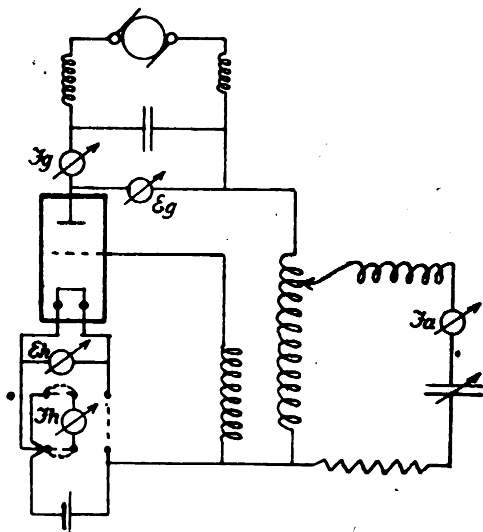


Fig. 1.

die Messungsgenauigkeit trotzdem genügt, zeigen Versuche, in denen nur der Heizstrom durch die Röhre geschickt wurde. Es wurde z. B. gefunden:

$$\mathfrak{w} = 2750 \text{ cal}$$
$$E_h = 10{,}95 \text{ Volt}$$
$$J_h = 3{,}05 \text{ Ampere}$$
$$z = 600 \text{ Sekunden}$$
$$t = 1{,}76 \text{ Grad.}$$

Es bedeuten: $\mathfrak{w}$ Wasserwert des Kalorimeters mit Senderöhre

J_h, E_h Heizstrom und Heizspannung

z Stromdauer

t beobachtete, korrigierte Temperaturerhöhung.

Aus den Zahlen ergibt sich die elektrisch gemessene Wattzahl

Digitized by Google

zu 33,4, die thermisch gemessene zu 33,8, also eine Übereinstimmung von 1,2 %.

Da die Anwendung eines Metall-Kalorimetergefäßes bequemere und genauere Beobachtungen versprach, wurde ein Zylinder aus Zinkblech von der Größe der inneren Wandung des Glasgefäßes in das Paraffinöl gesenkt und sein Einfluß auf die Beobachtungsresultate untersucht, wenn die Röhre Schwingungen erzeugte. Die Temperaturerhöhung blieb mit und ohne Metallzylinder unter sonst gleichen Bedingungen dieselbe. Das Wechselfeld ist zu gering, um in dem Metall wirksame Wirbelströme zu erregen.

Die weiteren Beobachtungen wurden deshalb in einem Kalorimetergefäß aus Zinkblech vorgenommen, das von größeren Dimensionen als die früheren gewählt wurde, um die Genauigkeit der Resultate zu erhöhen. Das Gefäß hatte einen Durchmesser von 25 cm, eine Höhe

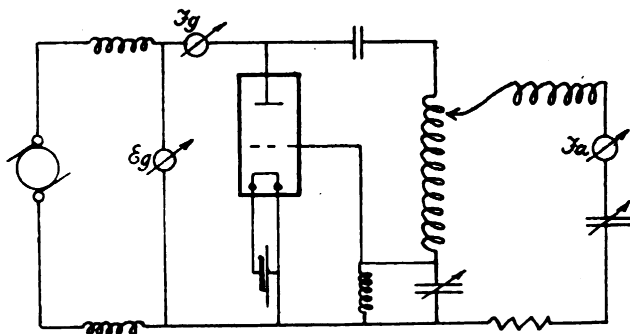


Fig. 2.

von 30 cm. Der Wasserwert dieses Kalorimeters mit Apparaten wurde zu 5750, resp. 5800 cal ermittelt. Der Rührer bestand aus drei, $4\frac{1}{2}$ cm breiten, durchlöcherten, horizontalen Ringen aus Vulkanfiber, die in einem Abstand von je 5 cm durch zwei Hartgummistangen gehalten wurden. Etwa 80 Auf- und Abgänge dieses Apparates in der Minute bewirkten eine genügende Durchrührung des Paraffinöls.[1])

Um die bei Verwendung der Röhre üblichen Bedingungen angenähert herzustellen, wurde die Röhre an einen kleinen Sendeapparat der Firma Telefunken angeschlossen (Schaltung 2, Fig. 2). Die Gitter-

1) Die Temperaturmessung erfolgte mit einem Beckmann-Thermometer mit 5° Meßbereich und einer Teilung in $^{1}/_{100}$ Grad. Bezüglich der Einzelheiten der Messung verweisen wir auf die oben erwähnte Arbeit.

Digitized by Google

rückkopplung erfolgte kapazitativ. Die Wellenlänge im künstlichen Antennenkreis betrug wieder 600 m.

In den nachfolgenden Tabellen sind einige Versuchsresultate zusammengestellt. In diesen Tabellen bedeuten:

J_g, E_g Stromstärke und Spannung des zugeführten Gleichstroms bei Schwingungserzeugung,

J_g^0, E_g^0 Stromstärke und Spannung des zugeführten Gleichstroms, wenn keine Schwingungen erzeugt werden,

J_a Stromstärke im Schwingungskreise (Antenne) in Ampere,

$W_E = J_g^0 \cdot E_g^0 + J_h \cdot E_h$, elektrisch gemessene Wattzahl beim Betrieb der Lampe ohne Schwingungen,

$W_K = \frac{W \cdot t \cdot 4{,}2}{g}$ kalorimetrisch gemessene Wattzahl [1]),

$\delta_1 = \frac{W_E - W_K}{W_E} \cdot 100$, prozentisch angegebene Differenz zwischen elektrisch und thermisch gemessener Leistung,

$W_S = J_g \cdot E_g - J_h \cdot E_h - W_K$, außerhalb der Röhre bei Schwingungserzeugung als Hochfrequenzenergie verbrauchte Wattzahl,

$\eta = \frac{W_S}{J_g \cdot E_g} \cdot 100$, Röhrenwirkungsgrad ohne Berücksichtigung der Heizleistung,

$\eta_h = \frac{W_S}{J_g \cdot E_g + J_h \cdot E_h} \cdot 100$, Röhrenwirkungsgrad mit Berücksichtigung der Heizleistung,

$W_a = R_a J_a^2 =$ Leistung im Schwingungskreis (Antennenleistung),

$\delta_2 = \frac{W_S - W_a}{W_S} \cdot 100$,

T Temperatur des Anodenblechs in Celsiusgraden,

$\mathfrak{w}$, t, z, J_h, E_h haben die vorher (S. 472) angegebene Bedeutung.

In dem Versuche 1 (Tab. 1) bestand das Kalorimetergefäß aus Glas, in den Versuchen 2 und 3 aus Zinkblech. Der Unterschied in den ermittelten Wirkungsgraden (48 % und 53,5 %; Tab. 1, Spalte 14) ist auf die verschiedene Heizenergie zurückzuführen.

Ein zweiter Versuch mit fast denselben Stromstärken und Spannungen wie Versuch 1, jedoch mit einem in das Kalorimetergefäß versenkten Zinkzylinder gab ebenfalls 48 % Nutzeffekt. Der in Versuch 1

1) In W_K ist die Heizleistung $J_h \cdot E_h$ enthalten.

Digitized by Google

und 3 übereinstimmende Wert für $\frac{W_S}{J_a^2}$ (Spalte 12) würde angenähert dem Dämpfungswiderstand im Antennenkreis entsprechen, wenn, wie wahrscheinlich, der Wattverbrauch W_S zum größten Teil im Antennenkreis stattfand.

Tabelle 1.

Telefunkenröhre I, Schaltung I.

Versuchs-Nr.	1	2	3	4	5	6
	$\mathfrak{W}$	t	$\mathfrak{Z}$	J_h · E_h	J_g · E_g	J_g^0 · E_g^0
1 mit Schw.	2700 cal.	2,82°	305 Sek.	3,02 · 10,4 = 31,4 Watt	0,086 · 1940 = 169 Watt	
2 ohne Schw.	5750 cal	2,28°	480 Sek.	3,15 · 11,6 = 36,5 Watt		0,044 · 1750 = 77 Watt
3 mit Schw.	"	2,36°	"	"	0,104 · 2100 = 218 Watt	

Versuchs-Nr.	7	8	9	10	11	12	13	14
	J_a	W_K	W_ε	δ_1	W_S	$\frac{W_\varrho}{J_a^2}$	η	η_h
1 mit Schw.	2,9	105 Watt			96 Watt	11,4	57 %	48 %
2 ohne Schw.		114,5 Watt	113,5 Watt	– 0,9 %				
3 mit Schw.	3,5	118,5 Watt			136 Watt	11,1	62 %	53,5 %

Bei Versuch 2 ist der Schwingungskreis abgeschaltet. Die ganze elektrisch gemessene Energie muß also im Kalorimeter als Wärme auftreten. Die Messung ergab einen Unterschied von 0,9 % (Spalte 10). Dieses gute Resultat wurde erst nach einer Reihe von Beobachtungen erhalten, in denen die elektrisch bestimmte Wattzahl bedeutend höher war als die im Kalorimeter verbrauchte. Der Grund wurde in Schwingungen ganz kurzer Wellenlänge gefunden, die auch beim abgeschalteten Schwingungskreis in der Stromleitung auftraten, so daß außerhalb des Kalorimeters Wärme vernichtet wurde. Durch Abänderung der Schaltung ließ sich diese Fehlerquelle beseitigen.

Die Beobachtungen der Tab. 2 sind mit dem Zinkkalorimeter und der kapazitativen Gitterrückkopplung (Fig. 2) ausgeführt, u. zw.

Digitized by Google

die Versuche 4, 5, 6 mit einem neuen Exemplar der Telefunkenröhre (Heizstrom ca. 3 Amp., 11 bis 12 Volt normal) die Versuche 7 und 8 mit einer Röhre der Firma Müller, Hamburg (4,7 Amp., 12 bis 13 Volt normal). Der Röhrennutzeffekt der Telefunkenröhre wurde in zwei Messungen zu 57,5 % und 57 %, der Müllerschen Röhre zu 59,8 % gefunden. Natürlich geben diese Resultate noch keinen Rückschluß auf die Güte der Röhren, da der Wirkungsgrad durch eine Reihe verschiedener von der Konstruktion der Röhren unabhängiger Umstände, wie Heizstrom, Kopplung usw. bestimmt wird.[1]) Zwischen elektrischer und thermischer Energiemessung beim abgeschalteten Schwingungskreis bestand nur ein geringer Unterschied (Differenz 1,2 % bei Versuch 4 und 0,6 % bei Versuch 7).

Um für die Energiebilanz bei Wellenerzeugung einen Anhalt zu bekommen, wurde auf elektrischem Wege der Wert der Dämpfung im Antennenkreis festgestellt. Der Antennenkreis wurde durch lose Kopplung mit einem kleinen Röhrensender zu ungedämpften Schwingungen erregt und mit Hilfe eines Zusatzwiderstandes in bekannter Weise der Dämpfungswiderstand (R_a, Tab. 2, Spalte 11) bestimmt. Daraus ergaben sich die Werte der Antennenleistung W_a in der Spalte 12 der Tab. 2. Mit dieser Leistung ist die auf Grund der kalorimetrischen Messungen bestimmte W_S zu vergleichen. Der Unterschied beträgt durchschnittlich 2,2 % (δ_2, Tab. 2, Spalte 14) und liegt schon in den Grenzen des Beobachtungsfehlers, wenn man die Unsicherheiten bei der Messung des Hochfrequenzstromes und des Dämpfungswiderstandes berücksichtigt. Man kann deshalb aus der Differenz nicht auf die Größe der Verluste des Gitter- und Anodenstromes im Außenkreise schließen. Gleichzeitig zeigt aber die gute Übereinstimmung, daß praktisch die kalorimetrische Methode für die Messung des Gesamtwirkungsgrades sehr gut verwendbar ist.

Die Ergebnisse wurden durch eine weitere, von Prof. Barkhausen angegebene[2]) Methode kontrolliert, die auf der optischen Temperaturmessung der glühenden Anodenbleche beruht. Bei der Ausführung der Messungen wurden die Verfasser von Prof. Dr. Pirani durch Rat unterstützt, der in freundlicher Weise seine Erfahrungen auf dem Gebiete der optischen Temperaturmessung zur Verfügung stellte.

Reguliert man in zwei Versuchen, in denen die Röhre einmal Schwingungen erzeugt, einmal ohne Schwingungen in Betrieb ist, bei

1) Die Zahlen gelten für eine einzelne Röhre, bei Parallelschaltung ergeben sich meistens geringere Werte.

2) Durch mündliche Mitteilung an die Verfasser.

Digitized by Google

Tabelle 2. Schaltung II.

Versuchs-Nr.	1 $\mathfrak{W}$	2 t	3 $\mathfrak{Z}$	4 J_h	E_h	5 J_g	E_g	6 J_g^0	E_g^0
4 Telefunkenröhre II ohne Schw.	5750 cal.	2,75°	420 Sek.	3,0 · 11,5 = 34,5 Watt				0,051 · 2465 = 125,5 Watt	
5 Telefunkenröhre II mit Schw.	”	2,72°	”	”		0,158 · 2110 = 334 Watt			
6. Telefunkenröhre II mit Schw.	”	2,50°	”	”		0,150 · 2000 = 300 Watt			
7 Müllersche Röhre ohne Schw.	5800 cal.	2,67°	”	4,80 · 12,5 = 60 Watt				0,40 · 240 = 96 Watt	
8 Müllersche Röhre mit Schw.	”	2,75°	”	”		0,159 · 2100 = 334 Watt			

Versuchs-Nr.	7 J_a	8 W_E	9 W_K	10 δ_1	11 R_a	12 W_a	13 W_i	14 δ_2	15 η	16 η_h	17 T	18 δ_3
4 Telefunkenröhre II ohne Schw.		160 Watt	158 Watt	+ 1,2%							1040° Cels.	+ 1,9%
5 Telefunkenröhre II mit Schw.	3,98		157 Watt		13	206 Watt	211,5 Watt	2,6%	63%	57,5%	1040° Cels.	
6 Telefunkenröhre II ohne Schw.	3,78		144 Watt		13	186 Watt	190,5 Watt	2,3%	63,5%	57,0%		
7 Müllersche Röhre ohne Schw.		156 Watt	155 Watt	+ 0,6%							950° Cels.	+ 2,6%
8 Müllersche Röhre mit Schw.	4,20		160 Watt		13	230 Watt	234 Watt	1,7%	70%	59,3%	950° Cels.	

Digitized by Google

gleicher Heizenergie die Spannung im Anodenkreis so, daß das Anodenblech dieselbe Temperatur hat, so ist anzunehmen, daß in beiden Fällen die in der Röhre in Wärme umgesetzte Energie dieselbe ist. Da bei den Versuchen ohne Schwingungen diese Energie durch die Messung der zugeführten Gleichstromleistung gegeben ist, so ist sie dann auch bekannt, wenn die Röhre Schwingungen liefert und der Nutzeffekt läßt sich berechnen. Die Methode setzt voraus, daß bei abgeschaltetem Schwingungskreis keine kurzwelligen sog. vagabundierenden Schwingungen entstehen, die zusätzliche Energie verzehren (vgl. S. 475).

Zur Einstellung auf bestimmte Temperatur wurde die Röhre aus dem Kalorimeter herausgenommen und zunächst zur Schwingungserzeugung benutzt. Der Strom i in der Kohlefadenlampe der optischen Einstellvorrichtung wurde so lange verändert, bis die Temperatur des Kohlefadens der des Anodenbleches entsprach. Man stellte dies durch den gleichen Glühzustand der Bleche und des Fadens fest. Nach Abschaltung des Schwingungskreises wurde bei gleicher Heizleistung im Glühfaden der Senderöhre und gleichem Strom i in der Kohlefadenlampe die Anodenspannung so lange variiert, bis die Temperatur des Anodenblechs wieder auf die des Kohlefadens eingestellt war.[1]

Die der Senderöhre im letzteren Versuch ohne Schwingungen zugeführte Leistung $(W_E)_I = J_g^0 \cdot E_g^0 + J_h \cdot E_h$ (Tab. 2, Spalte 8) soll dann gleich dem Leistungsverlust in der Röhre sein, wenn diese Schwingungen liefert. Letztere wurde, nachdem die Röhre in das Paraffinöl zurückgebracht war, wieder kalorimetrisch festgestellt [$(W_K)_{II}$, Tab. 2, Spalte 9][2].

Die optische Methode erlaubte eine Einstellung des Anodenstromes mit einer Genauigkeit von etwa 1%. Wenn in den Resultaten sich stärkere Abweichungen zeigen, so ist dies zurückzuführen auf die große Abhängigkeit des Anodenstromes von der Heizenergie und die Schwierigkeit, für beide Versuche genau gleiche Heizenergie herzustellen. Die elektrischen Größen schwankten etwas während der Versuchsdauer und die angegebenen Zahlen stellen Mittelwerte dar. Immerhin genügt die Übereinstimmung zwischen den Messungen der Energieen, welche bei den Versuchen mit und ohne Schwingungen in der Röhre verbraucht wurden, wie die Werte für Versuch 4 und 5, resp. 7 und 8 in Spalte 8

1) Die Temperatur (Tab. 2, Spalte 17) ist durch die Stromstärke i der geeichten Kohlefadenlampe bestimmt.

2) Die mit dem Index I bezeichnete Klammer bezieht sich auf die Beobachtung ohne, die mit dem Index II bezeichnete Klammer auf die Beobachtung mit Schwingungen.

Digitized by Google

und 9 der Tabelle zeigen. In Spalte 18 ist δ_3 für diese Versuchspaare berechnet aus der Beziehung: $\delta_3 = \frac{(W_E)_I - (W_E)_{II}}{(W_E)_I} \cdot 100$. Der Ausdruck $\frac{J_g \cdot E_g - J_g^0 \cdot E_g^0}{J_g \cdot E_g + J_h \cdot E_h} \cdot 100$ liefert den Wirkungsgrad der Röhre durch elektrische Messungen der Leistungen, wenn die Versuche mit und ohne Schwingungen bei gleicher Temperatur des Anodenblechs und gleicher Heizleistung vor sich gehen.

Aus den Beobachtungen 4 und 5 resp. 7 und 8 ergaben sich so auf Grund der optisch-elektrischen Methode die Nutzeffekte 56,5 % und 60,3 %, während die thermisch-elektrische Messung aus Versuch 5 den Wert 57,5 %, aus Versuch 8 den Wert 59,3 % lieferte.

Diese gute Übereinstimmung zeigt, daß die weniger zeitraubende optische Methode neben der kalorimetrischen mit gutem Erfolg zu verwenden ist, allerdings ist die kalorimetrische Methode als die sicherere und genauere zu betrachten, da bei der optischen Methode die Gitterstromverluste, die besonders bei anormalen Röhren merklich werden könnten, nicht berücksichtigt werden.

Trotzdem läßt die optische Methode sich gut zu Dämpfungsmessungen verwenden. Eine Mitteilung darüber behalten sich die Verfasser noch vor.

Referate.

P. Ludewig, Der Einfluß meteorologischer Faktoren auf die drahtlose Telegraphie. (Elektrotechnik und Maschinenbau, Wien, **32,** S. 181, 209, 1914.)

Nach einem kurzen Überblick über die Entwicklung der drahtlosen Telegraphie von den ersten Versuchen Marconis bis zu den Methoden zur Erzeugung ungedämpfter Schwingungen (wobei durch ein Versehen Goldstein statt Goldschmidt als Erfinder der Hochfrequenzmaschine genannt ist) weist der Verf. auf die zuerst von Marconi bei Versuchen über große Entfernungen deutlich erkannte Tatsache meteorologischer Einflüsse auf die Empfangsstärken hin. Die quantitativen Versuche Austins in Brant Rock (1910) werden im Zusammenhange mit der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen längs der Erdoberfläche kurz gestreift. Die Reichweitenversuche Marconis zwischen Clifden

Digitized by Google

und Glace Bay, jene Schwarzhaupts zwischen Nauen und einer 1000 km entfernten Station über gebirgiges Land und die Versuche zwischen zwei einander begegnenden Dampfern (Winter 1910/11), sowie Versuche Moslers (Norddeich) und Reichs werden beschrieben. Eine sehr anschauliche Schilderung der nächtlichen Lautstärkestörungen beim Empfang auf große Entfernungen ist der Wireless World vom Oktober 1913 entnommen. Aus den mit Norddeich und Eiffelturm als Sendestellen gelegentlich der Sonnenfinsternis vom April 1912 von einem ausgedehnten Empfangsnetz angestellten Beobachtungen wird gefolgert, daß der Einfluß der Sonnenfinsternis mit der Entfernung zwischen Gebe- und Empfangsstation zunimmt. Der geringe Einfluß der Jahreszeit auf die Tagesempfangsstärke nach Moslers Versuchen über 425 km (Anstieg Februar bis April und September bis November), sowie die deutliche Einwirkung des Polarlichtes (Spitzbergen—Ingoe) wird erwähnt. Zu der Frage, ob die geringeren Reichweiten bei Tag durch größere Dämpfung der Sender (nach Marconi etwa infolge photoelektrischer Wirkung) erklärbar seien, werden Versuche von Mosler (von Zenneck angeregt) und Güldenpfennig genannt, die keinen Einfluß des Sonnenstandes auf die Dämpfung zeigten, während Esau, K. E. F. Schmidt und Heinecke periodische Änderungen der Antennendämpfung bei Tage fanden. Über die Untersuchungen der atmosphärischen Störungen von K. E. F. Schmidt, Esau, Dieckmann, Eccles und Airey, Mosler, Wigand und Lutze wird mehr oder weniger eingehend berichtet. In dem Abschnitte über Erklärungen der Reichweitenänderungen werden, zum Teil mit den eigenen Worten der betreffenden Forscher, die Ansichten von Marconi, Fischer, Zehnder, Zenneck, Kiebitz und Eccles mitgeteilt. Zum Schlusse faßt Ludewig die Ergebnisse nochmals in 11 Punkten zusammen. — In der sonst sehr übersichtlichen Darstellung wird der Leser nur das Fehlen näherer Literaturangaben über die vom Verf. herangezogenen Arbeiten vermissen. Josef Geitler, Graz.

H. Thurn. Die funkentelegraphischen Einrichtungen an Bord des „Imperator“. (Elektrotechnik und Maschinenbau, Wien, **32,** S. 251, 1914.)

Unter Anlehnung an einen Vortrag des Direktors Bredow der Telefunkengesellschaft auf der 15. ord. Hauptversammlung der Schiffbautechnischen Gesellschaft in Berlin vom November 1913 gibt der Verf. eine mit Abbildungen und Schaltskizzen versehene ausführliche Beschreibung der funkentelegraphischen Einrichtung des „Imperator“.

Josef Geitler, Graz.

Digitized by Google

August Hund, Ein neues System für drahtlose Telephonie. (Elektrotechnik und Maschinenbau, Wien, **33**, S. 529, 1915.)

Diese aus dem wissenschaftlichem Laboratorium der General Electric Company, Schenectady N. Y., stammende Arbeit berichtet auf Grund der dortselbst ausgeführten Versuche von Langmuir, Dushman, Alexanderson, C. W. White und dem Verf. über die Eigenschaften des Pleiotrons, Kenotrons und Audions und die Verwendung des Pleiotrons für Zwecke der drahtlosen Telephonie.

Josef Geitler, Graz.

J. Jonas, Ruhender Frequenzwandler. (Elektrotechnik und Maschinenbau, Wien, **33**, S. 17, 32, 1915.)

Der Verf. bespricht zunächst eingehend die beiden älteren Methoden der Frequenzsteigerung mit ruhenden Apparaten: Die Umwandlung eines Wechselstromes durch Gleichrichter in pulsierenden Gleichstrom, der durch die Primärwicklung eines Transformators geleitet im sekundären Kreise einen Strom der doppelten Frequenz des ursprünglichen Wechselstromes erzeugt, und die auf Epstein zurückgehende Methode, wobei die Verdopplung durch Verwendung zweier primär hintereinandergeschalteter, von Gleichstrom in entgegengesetztem Sinne bis zum Knie gesättigter Transformatoren erfolgt, indem durch Gegenschaltung der sekundären Wicklungen im Sekundärkreise die Differenz der induzierten Spannungen wirksam wird, die die doppelte Frequenz des primären Stromes besitzt. Der Verf. verweist darauf, daß die erste Methode nur dann ökonomisch ist, wenn die Gleichstromkomponente des pulsierenden Stromes als Hauptprodukt einem Gleichstromnetze zugeführt, und die Hochfrequenz nur als Nebenprodukt betrachtet wird, da sie nur einen geringen Bruchteil der ursprünglichen Energie bildet. Sein Urteil über die zweite Methode gibt der Verfasser in dem Satze zu erkennen: „Für Hochfrequenz ist dieser ruhende Frequenzwandler keineswegs geeignet, da er magnetische Sättigung des Transformators voraussetzt und nur dann wirkt, wenn die Induktion durchs Wechselfeld nach den beiden Richtungen der Magnetisierung erhebliche Unterschiede aufweist." Der Verfasser geht sodann zur Beschreibung seiner Anordnung über, die die Nachteile der beiden früheren vermeiden und zur rationellen Frequenzvermehrung auch für Zwecke der Hochfrequenz geeignet sein soll (D. R. P. Nr. 263897). Der Wechselstrom geht durch die hintereinandergeschalteten Primärwicklungen zweier Transformatoren. Der Verbindungsdraht dieser Wicklungen ist mit der Kathode eines Gleichrichters mit zwei Anoden verbunden, die ihrerseits je mit einem der Zuleitungsdrähte der Wechselstrommaschine

Digitized by Google

zu den Enden der Primärwicklungen verbunden sind. Dieser Gleichrichter — ein Quecksilberdampfgleichrichter mit magnetisch gesteuertem Lichtbogen — ersetzt den Sättigungsgleichstrom der Epsteinschen Anordnung, und bewirkt eine periodisch abwechselnde Kurzschließung der beiden Primärwicklungen. Durch die „Schieberwirkung" des gesteuerten Gleichrichters sollen die bei der „Ventilwirkung" der gewöhnlichen Quecksilberdampfgleichrichter möglichen schädlichen Ortsströme vermieden werden. Der Verf. gibt weiter eine Schaltung mit zweiphasigem Generator für Erzeugung sechsfacher Frequenz an und bespricht die Möglichkeiten und Vorteile der Verbindung seines Umwandlers mit Generatoren hoher und mittlerer Frequenzen (z. B. Alexanderson- und Goldschmidtmaschinen) zur rationellen Erzeugung von Hochfrequenzströmen großer Leistung. Josef Geitler, Graz.

Béla Gáti, Schallstärkemessungen mit dem Baretter. (Elektrotechnik und Maschinenbau, Wien, **36,** S. 537, 1918.)

Es wird eine Schaltung des Barettersatzes für Schallstärkemessungen an Flugzeugmotoren beschrieben. Josef Geitler, Graz.

H. Rüdenberg, Entstehung und Verlauf elektrischer Sprungwellen. (Elektrotechnik und Maschinenbau, Wien, **32,** S. 729, 1914.)

Erweiterte Untersuchung aus einem Vortragszyklus über „Schaltvorgänge und Wanderwellen" gehalten vor dem Elektrotechnischen Vereine im Februar und März 1914. — P. H. Thomas hat zuerst auf die Gefährlichkeit der Spannungs- oder sogen. Wanderwellen aufmerksam gemacht, die bei willkürlichen oder unwillkürlichen Schaltungsvorgängen (z. B. Kurz- oder Erdschlüssen) entstehen, worauf die besonders an den Eingangsspulen von Hochspannungsmaschinen und Transformatoren vorkommenden Zerstörungen zurückgeführt werden. Rüdenberg betrachtet in der vorliegenden Abhandlung eine idealisierte, von ihm Sprungwellen genannte Form solcher Wanderwellen, bei denen die Spannung am Wellenkopfe nicht kontinuierlich, sondern sprunghaft zu ihrem vollen Werte ansteigt. Die Betrachtung der Sprungwellen ist schon deshalb von praktischem Interesse, weil bei dieser Form offenbar die stärkste Beanspruchung der getroffenen Leitungsteile stattfindet. Überdies lassen sich in einfacher Weise durch passende Überlagerung zahlreicher Sprungwellen alle beliebigen Formen von Wanderwellen ersetzen. Zunächst wird unter Hinweis auf die einschlägige Literatur, jedoch ohne Wiedergabe mathematischer Entwicklungen, gezeigt, daß nach den Maxwellschen Feldgleichungen ein Spannungssprung nicht nur im freien Raume sich unverzerrt fort-

Digitized by Google

pflanzt, sondern daß dies nach Abraham auch für die Ausbreitung an einer von einem vollkommenen Dielektrikum umgebenen, widerstandlosen homogenen Leitung der Fall ist. Bei der Ausbreitung längs homogener Kabel oder Doppelleitungen mit Isolations- oder Leitungswiderstand ergibt sich nach K. W. Wagner, daß auch hier Sprungwellen über sehr lange Strecken nicht vollständig verschleift werden: ihre Sprunghöhe wird vermindert, die rückwärtigen Teile werden zu einem langen Schwanze verzerrt, der hinter dem Wellenkopfe herwandert. Bei diesen Berechnungen ist konstante Stromdichte im Leiterquerschnitte angenommen. Da jedoch nach dem Fourierschen Theorem die Sprungwellen aus einer unendlichen Zahl von Sinuswellen aufgebaut werden können, wobei gerade die hochfrequenten Terme maßgebend werden, für die der „Hauteffekt" stark ist, so werden von Rüdenberg die Ergebnisse über den Verlauf von sinusförmigen Wellen in konzentrischen Kabeln, an langen Einzeldrähten und Parallelleitungen (J. J. Thomson, Sommerfeld, Mie) herangezogen. Da die Geschwindigkeit von Wellen niederer Frequenz zwar bei erheblichem Widerstand vermindert wird, für hochfrequente Wellen aber merklich gleich ist und sich der Lichtgeschwindigkeit asymptotisch nähert, so bleibt der ursprünglich vorhandene Sprung auf lange Strecken noch recht steil und für die Wicklungen gefährlich. Gilt dies für homogene Leiter (z. B. Kabel), so treten dagegen an inhomogenen Leitern (z. B. Freileitungen mit ihren Masten und Isolatoren) an den Ungleichmäßigkeiten Reflexionserscheinungen auf[1]), wodurch der Sprung in eine Treppe von kleineren Sprüngen zerlegt und seine Schroffheit und Gefährlichkeit vermindert wird. Beim Eindringen in eine Maschine oder Transformatorwindung liegen die Verhältnisse ähnlich; es findet eine Art spektraler Zerlegung des Sprunges statt, wobei nur die längeren Anteile durchgelassen werden und der Sprung verflacht wird. Die kurzen Wellenanteile werden — je kürzer, in desto geringerer „Tiefe" der Spule — reflektiert. Daraus erklärt Rüdenberg die grössere Durchschlagsgefahr für die „Eingangsspulen". R. erörtert ferner vom praktischen Standpunkte die physikalische Möglichkeit der Entstehung von Sprungwellen, bei denen örtliche Sprünge von mehreren tausend Volt auf einige Meter oder gar Zentimeter Leitungslänge auftreten. Dem Schlusse des Verfs. vom Auftreten von Lichtwellen im Schaltfunken

1) Die Reflexion elektromagnetischer Wellen an Ungleichmäßigkeiten der Leitung wurde wohl zuerst vom Berichterstatter (Wied. Ann. 49, S. 184, 1893) beobachtet. Wegen der Theorie vgl. z. B. P. Drude, Physik des Äthers.

Digitized by Google

auf die nach einigen Lichtwellenlängen zählende Anstieglänge des Sprungwellenkopfes am Entstehungsorte konnte der Berichterstatter nicht folgen. Da (vgl. oben) im allgemeinen eine Verflachung bis zur Unschädlichkeit nicht eintritt, betont Rüdenberg die Notwendigkeit sicherheitshalber mit der ganzen möglichen Sprunghöhe zu rechnen. Nach einigen mit Abbildungen belegten Beispielen zerstörender Wirkungen aus der Praxis, beschreibt Verfasser einen Laboratoriumsversuch, auf dessen Verwandtschaft mit dem „Impedanzversuch" von H. Hertz er hinweist. Ein Kabel von 90 m wird mit 15000 Volt gespeist, in der Mitte durch eine 5 mm lange Nadelfunkenstrecke unterbrochen, der ein 1 m langes Drahtrechteck parallel geschaltet ist. Wird am Kabelende ein Kurzschlußfunke erzeugt, so entstehen an der Nadelfunkenstrecke Funken entsprechend einem Spannungsunterschiede von 5000 Volt/m. Josef Geitler, Graz.

Karl Willy Wagner, Das Eindringen einer elektromagnetischen Welle in eine Spule mit Windungskapazität. (Elektrotechnik und Maschinenbau, Wien, **33,** S. 89, 105, 1915.)

Die theoretische Behandlung der Spule als Kabel wäre nicht zutreffend, da die gegenseitige Einwirkung benachbarter Windungen nach Kapazität und Induktion vernachlässigt wäre. An Hand eines Schemas, das die Windungskapazität oder die Kapazität gegen Erde berücksichtigt, wird die Ausbreitung einer in die Spule eindringenden Welle eingehend theoretisch untersucht. Zunächst ergibt sich, daß eine Spule ähnlich wie ein Kabel unendlich viele Eigenschwingungen besitzt. Während jedoch beim Kabel bei steigender Ordnungszahl die Kreisfrequenz unbegrenzt anwächst, nähert sie sich bei einer Spule mit Windungskapazität einem endlichen Grenzwerte, nämlich der Eigenfrequenz einer einzelnen Windung. Die Fortpflanzungsgeschwindigkeit nimmt nach Wagner mit steigender Ordnungszahl ab, so daß es auf einer Spule mit Windungskapazität keine unverzerrt fortschreitende Wanderwelle gibt. Somit hat 1. die eindringende Welle keine senkrechte Stirne mehr, die Beanspruchung der Isolation ist daher kleiner als die Wellenspannung, dagegen die Dauer der Überspannung größer, als ohne Windungskapazität; 2. die Windungen werden in der Nähe des Anfanges stärker beansprucht, ein zweites kleineres Maximum tritt in der Mitte der Wicklung auf; 3. es tritt eine Überspannung gegen Erde auf. — Durch diese Feststellungen werden gewisse Überspannungserscheinungen an Wicklungen erklärt, die bis dahin nicht befriedigend gedeutet waren, wie das vorzugsweise Durchschlagen der Isolation am Beginne der Spulen und in der Nähe des neutralen Punktes.

Josef Geitler, Graz.

Digitized by Google

E. Pfiffner, Die Eigenschwingungen elektrischer Stromkreise. (Elektrotechnik und Maschinenbau, Wien, **34,** S. 209, 222, 237, 436, 1916.)

Die Arbeit befaßt sich ausgehend von den durch Wanderwellen herbeigeführten Überspannungserscheinungen mit der Darstellung der Schwingungsbedingungen und der analytisch-graphischen Lösung der Schwingungsgleichung. Auf die Bestimmung der Größe der Amplituden wird nicht eingegangen, sondern diesbezüglich in einem Nachtrage (S. 436) auf K. W. Wagners bekanntes Buch: „Ausgleichsvorgänge in Freileitungen und Kabeln", B. G. Teubner, Leipzig und Berlin, 1908, verwiesen. Wegen der Behandlung einer ganzen Reihe von Stromkreisen verschiedener Zusammensetzung und Schaltung, für die die Bestimmung der Schwingungsbedingungen gegeben wird, muß auf die Originalabhandlung verwiesen werden. Josef Geitler, Graz.

M. Vidmar, Das Eindringen von Spannungswellen in Maschinenwicklungen. (Elektrotechnik und Maschinenbau. Wien. **34,** S. 573, 590, 601, 1916.)

Ein Versuch ohne Rechnung den Vorgängen beim Eindringen von Spannungswellen in Spulen mit Windungskapazität nachzugehen.

Josef Geitler, Graz.

Richard Hiecke, Der Einfluß des Ohmschen Widerstandes auf den Verlauf von Wanderwellen. (Elektrotechnik und Maschinenbau, Wien, **37,** S. 125, 140, 1919.)

Ein theoretischer Beitrag zur Frage der Schutzwirkung von Schutzwiderständen gegen die Gefahren der Wanderwellen, der eine kurze Wiedergabe nicht gestattet. Josef Geitler, Graz.

Johann Grabscheid, Erhöhung von Spannungswellen an Diskontinuitätspunkten von Freileitungen. (Elektrotechnik und Maschinenbau, Wien, **37,** S. 281, 1919.)

Berechnung der Spannungserhöhung von Wanderwellen an Diskontinuitätspunkten, gebildet durch Änderung des Leiterdurchmessers, durch Änderung des Höhenabstandes der Freileitung von der Erde, durch streckenweise Führung verschiedener Leitungen über eine bestimmte Strecke auf demselben Gestänge und darauffolgende Abzweigung einer Leitung auf ein anderes Gestänge.

Josef Geitler, Graz.

M. Osnos, Beitrag zur Theorie und Wirkungsweise des statischen Frequenzverdopplers. (Elektrotechnik und Maschinenbau, Wien, **37,** S. 45, 1919.)

Der Verf. hat 1917 in der Elektrot. Ztschr. den Epsteinschen

Digitized by Google

Frequenzverdoppler auf den Fall einer gewöhnlichen Drosselspule ohne Gleichstromerregung zurückgeführt. Die vorliegende Arbeit gibt die Zurückführung auf den Fall eines gewöhnlichen Transformators (Periodenübersetzung 1:1). Die Entstehung der doppelten Frequenz, die Spannungsübersetzung bei Leerlauf und das Arbeitsdiagramm des belasteten Verdopplers werden auf dieser Grundlage theoretisch behandelt.

Josef Geitler, Graz.

Eugen Nesper, Fortschritte und Entwicklung der drahtlosen Telegraphie im Weltkriege, insbesondere unter Berücksichtigung von Kleinstationen. (Elektrotechnik und Maschinenbau, Wien, **37,** S. 137, 152, 1919.)

Nach einem allgemeinen Überblicke über die unerwartet große Verwendung der drahtlosen Telegraphie im Kriege werden aus der großen Menge verschiedenartiger Sende- und Empfangstypen, die den jeweiligen Zwecken angepaßt waren, drei Beispiele an der Hand von Abbildungen und Schaltskizzen näher beschrieben: eine Schützengraben-, eine Schiffs- bzw. Tauchboot- und eine Flugzeugstation.

Josef Geitler, Graz.

A. Esau, Die Braunsche Rahmenantenne. (Elektrotechnik und Maschinenbau, Wien, **37,** S. 401, 1919.)

Nach einer geschichtlichen Einleitung, aus der auch die große Bedeutung der Verstärkerröhren für den Rahmenempfang hervorgeht, wird unter Beifügung von Abbildungen die Schaltung der Empfangsanordnung und ihrer Einzelteile beschrieben. Daran schließt sich eine Übersicht über die mit der Braunschen Rahmenantenne erzielten Reichweiten, die Erwähnung transportabler Empfangsanordnungen mit Braunscher Rahmenantenne, ein Vergleich dieser Antenne mit offenen Luftleitern und ein kurzer Hinweis auf die besondere Eignung der Rahmenantenne im Duplexbetriebe. Josef Geitler, Graz.

K. Zickler, Die Berechnung des Wechselstromwiderstandes von Eisenleitern mit kreisförmigem Querschnitt. (Elektrotechnik und Maschinenbau, Wien, **37,** S. 449, 1919.)

Die Ableitung einer Gleichung zur Berechnung der Widerstandserhöhung R_w/R_g (Verhältnis des Wechselstromwiderstandes zum Gleichstromwiderstand) bei Eisenleitern auf analytischem Wege würde bei Berücksichtigung der äußerst verwickelten Permeabilitätsverhältnisse auf unüberwindliche mathematische Schwierigkeiten stoßen. Setzt man

$$x = \pi \cdot r \cdot \sqrt{\frac{f\mu}{10^5 \cdot \varrho}}$$

Digitized by Google

worin r Halbmesser des Leiterquerschnittes in cm,
ϱ spez. elektr. Widerstand des Leiters in Ω pro m/mm²,
f Periodenzahl /sec. des Wechselstromes,
μ magnetische Permeabilität,
so gilt für praktische Zwecke die von Zenneck ermittelte empirische Näherungsformel:

$$R_w/R_g = 0,277 + 0,997 \cdot \varkappa,$$

die für $\varkappa > \sqrt{2}$ gute Werte gibt. Für $\varkappa < 1$ benützt die Praxis meist $R_w/R_g = 1 + \frac{\varkappa^4}{3}$. Bei der Ableitung dieser Formel ist Voraussetzung, daß μ für den Querschnitt konstant ist, und daß keine Hystereseerscheinung auftritt. Dies trifft aber nur bei $\mu = 1$ zu. Da beim Fe μ von der Feldstärke und daher von der Stromstärke abhängt, so gilt dies auch für R_w/R_g. Die Kurve der „Widerstandserhöhung" zeigt, wie Versuche ergaben, bei steigender Stromstärke ein Maximum, das ziemlich steil ansteigt und langsamer abfällt. Zickler hat zur Ableitung einer für $\varkappa \geqq 1$ praktisch befriedigenden Gleichung einen elementaren Weg gewählt, auf dem eine Annahme über Permeabilitätsverhältnisse des stromdurchflossenen Leiters umgangen und erst schließlich die dem Selbstinduktionskoeffizienten des Leiters bei Gleichstrom entsprechende Permeabilität der Randfeldstärke eingeführt wird. Hierbei mußte noch eine empirische Gesetzmäßigkeit zu Hilfe genommen werden. Zickler gelangt so für $\varkappa \geqq 1$ zu der Formel:

$$R_w/R_g = 0,758 + \sqrt{1,343\, \varkappa^2 - 0,183}$$

oder für große Werte von $\varkappa$

$$R_w/R_g = 0,758 + 1,159\, \varkappa$$

Der Vergleich der Zicklerschen Formel mit den Versuchsergebnissen von G. Hilpert und Schleicher an Fluß- und Gußeisenstäben zeigt eine praktisch befriedigende Übereinstimmung. Auf rein empirischem Wege, durch Anpassung an Versuchsergebnisse der genannten Forscher mit Gußeisen gelangt Zickler zu der Näherungsgleichung für $\varkappa < 1$

$$R_w/R_g = 1 + 0,84\, \varkappa^4$$

Auch die Anwendung der Gleichungen für $\varkappa \geqq 1$ und $\varkappa < 1$ auf eigene Versuche von Zickler an ausgeglühten Eisendrähten kann als Nachweis der praktischen Brauchbarkeit dieser Näherungsformeln betrachtet werden. Josef Geitler, Graz.

M. Osnos, Erzeugung von Hochfrequenzströmen durch den Lichtbogen und Kathodenröhren. (Elektrotechnik und Maschinenbau, Wien, **37**, S. 557, 1919.)

Digitized by Google

Aus der vom Verfasser vorangestellten Übersicht seien folgende Sätze angeführt: „Der Zweck des Aufsatzes ist, eine einfache und anschauliche, allgemeine Erklärung für die Entstehung von Hochfrequenzströmen in einem Lichtbogen und in Kathodenröhren zu geben, ohne Zuhilfenahme von Differential- und Integralrechnung, aber dennoch wissenschaftlich begründet und ausreichend, um sich die Hauptbedingungen für das Funktionieren der Apparate klar zu machen." „In einem Anhang werden verschiedene Schaltungen von Kathodenröhren logisch voneinander entwickelt." Josef Geitler, Graz.

Patentschau.

Von **H. Eales.**

Schwingungserzeugung mittels Funkenstrecken.

K. P. 307712. Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. und Dr. Siegmund Loewe in Berlin. Vom 4. 3. 17 ab (ausgegeben am 7. 10. 19).

Einrichtung zur Schwingungserzeugung mittels Stoßerregung, dadurch gekennzeichnet, daß an den Kondensator des mit einer Kombination von Gleichrichter und Löschfunkenstrecke als Funkenstrecke arbeitenden Stoßkreises ein zweites System angeschaltet ist, das aus einer Spule gleicher Größe wie die des Primärkreises besteht und gleichfalls eine Kombination von Gleichrichter und Löschfunkenstrecke als Funkenstrecke aufweist.

K. P. 298064. Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. und Dipl.-Ing. Bruno Rosenbaum in Berlin. Vom 30. 5. 15 ab (ausgegeben am 4. 10. 19).

1. Verfahren zur Erzeugung elektrischer Schwingungen, dadurch gekennzeichnet, daß Änderungen in bezug auf die Niederfrequenzresonanzverhältnisse bei Änderung der Primärkapazität zwecks Änderung der Wellenlänge durch an sich bekannte in den Primär- oder Sekundärkreis des Transformators eingeschaltete regelbare Kapazitäten ausgeglichen werden.

K. P. 298065. Dieselben Patentinhaber. Vom 29. 5. 15 ab (ausgegeben am 4. 10. 19).

1. Anordnung zur Erregung elektrischer Schwingungskreise, dadurch gekennzeichnet, daß von einem oder mehreren Punkten der Sekundärwicklung des Transformators eine oder mehrere Hilfsleitungen

Digitized by Google

zu den Zwischenelektroden der Serienfunkenstrecke führen, durch welche eine Steuerung des Einsetzens der Hauptentladung bewirkt wird.

2. Anordnung zur Erregung elektrischer Schwingungskreise nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß durch Verschiebung der Anschlußpunkte der Hilfsleitungen an der Sekundärspule des Transformators oder an den Zwischenelektroden der Serienfunkenstrecke eine Leistungsveränderung unter Konstanthaltung der Maschinenerregung

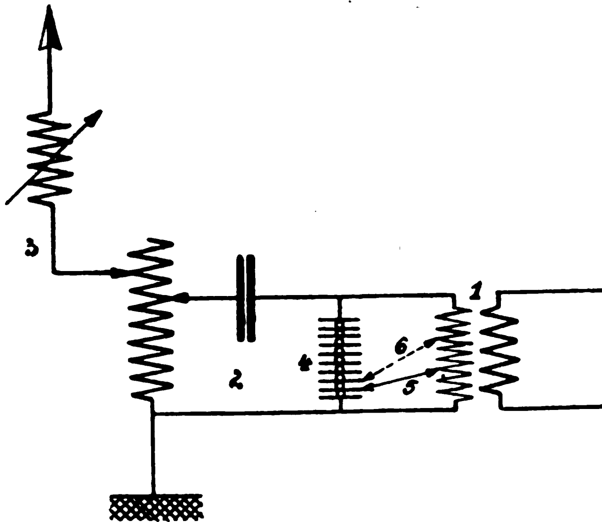


Fig. 1.

herbeigeführt wird, indem durch diese Verschiebung allein die Größe des Stromes oder seine Phasenverschiebung gegenüber der Primärspannung verändert wird. Fig. 1 zeigt diese Anordnung.

K. P. 298075. Dieselben Patentinhaber zusammen mit Dr. Siegmund Loewe in Berlin. Vom 23. 5. 15 ab (ausgegeben am 30. 9. 19).

1. Verfahren zur Erzeugung elektrischer Schwingungen, dadurch gekennzeichnet, daß der erregende Kreis nach Abgabe seiner Energie an den erregten Kreis entkoppelt wird, zu welchem Zwecke ein die Entkopplung bewirkendes Element bis zur erfolgten Energieabgabe unwirksam gemacht wird, z. B. durch Kurzschluß mittels einer Hilfsfunkenstrecke.

K. P. 299098. C. Lorenz Akt.-Ges. in Berlin. Vom 22. 3. 17 ab (ausgegeben am 7. 10. 19).

1. Funkenstrecke für Stoßerregung, dadurch gekennzeichnet, daß

Digitized by Google

stets das Optimum der Ionisierung zwischen den Elektrodenplatten gewährleistet ist.

Die Ionisierung soll entweder durch Erwärmung der Elektrodenplatten bzw. des Zwischenmediums oder durch Bestrahlung mit ultraviolettem Licht, Radium-Emanation, Röntgen-Bequerelstrahlen o. dgl. bewirkt werden.

Die Anordnung kann auch so getroffen werden, daß eine oder mehrere Elektrodenplatten mit Einrichtungen, wie z. B. Kontaktthermo-

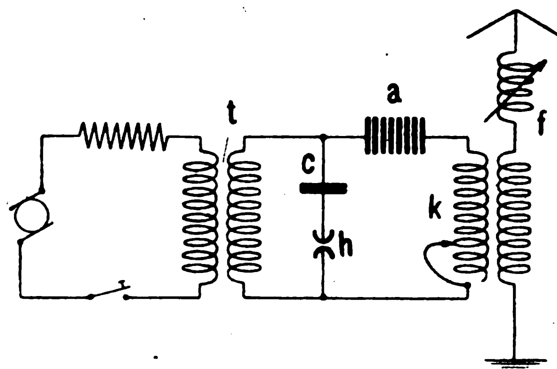


Fig. 2.

metern, versehen sind, welche die Zu- oder Abschaltung von Ionisierungseinrichtungen regulieren; bei zu starker Erwärmung können auch Kühlvorrichtungen eingeschaltet werden, so daß das Zwischenmedium stets im Bereiche des Optimums der Ionisierung arbeitet.

K. P. 297964 derselben Firma. Vom 27. 11. 14 ab (ausgegeben am 29. 9. 19).

Schaltungsanordnung zur Erzeugung schneller elektrischer Schwingungen mittels zweier Entladestrecken, dadurch gekennzeichnet, daß an die Klemmen der Hochspannungswicklung eines Induktors zwei Stromkreise angeschlossen sind, von denen der eine aus Schwingungskapazität und einer sowohl die Kondensatorladung als auch die Löschung des Funkenvorganges in der Arbeitsfunkenstrecke bewirkenden Steuerungsfunkenstrecke besteht, der andere Stromkreis als Arbeitsfunkenstrecke eine Serienlöschfunkenstrecke und die Kopplungs- und Abstimmittel enthält. Fig. 2 zeigt diese Anordnung.

K. P. 297963 derselben Firma. Vom 2. 12. 15 ab (ausgegeben am 9. 10. 19).

1. Verfahren zur Erzeugung schneller elektrischer Schwingungen

Digitized by Google

mittels zweier Entladestrecken, dadurch gekennzeichnet, daß die Arbeitsfunkenstrecke durch Einwirkung ultravioletten Lichtes vermittels einer Zusatzfunkenstrecke gesteuert wird, welch letztere in einem parallel zu den Sekundärklemmen des Erregertransformators angeordneten Stromzweig liegt und geringeres Einsatzpotential besitzt als die Arbeitsfunkenstrecke.

Die Zusatzfunkenstrecke kann dabei innerhalb der Arbeitsfunkenstrecke angeordnet sein, um eine gleichmäßige und intensive Bestrahlung der letzteren herbeizuführen, und zwar kann die Zusatzfunkenstrecke in demjenigen Parallelstromzweig der Sekundärspule des Transformators liegen, welcher gleichzeitig den Abstimmkondensator enthält.

K. P. 302502. Egbert von Lepel in Berlin-Wilmersdorf. (Zusatz zum D. R. P. 299873 (siehe Jahrb. **14**, 432—433). Vom 7. 4. 14 ab (ausgegeben am 29. 9. 19).

Verfahren zur Erzeugung schneller elektrischer Schwingungen aus Gleichstrom durch Ladung und Entladung oder Umladung eines Blockkondensators aus einem durch Gleichstromquelle gespeisten Kondensator mit Hilfe einer rotierenden oder vibrierenden oder künstlich gezündeten Umladevorrichtung nach Patent 299873, dadurch gekennzeichnet, daß man zur Erhöhung der elektrischen Leistung die Zahl der Ladungen und Entladungen oder Umladungen des Blockkondensators über die Hörbarkeitsgrenze steigert und die Schwingungszüge durch einen Schwingungskreis langsamer Frequenz, den Tonkreis, in akustisch wahrnehmbare Gruppen unterteilt.

K. P. 298914. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Vom 27. 3. 17 ab (ausgegeben am 15. 7. 19).

1. Rotierende Funkenstrecke für die Zwecke der drahtlosen Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß mehrere rotierende Scheiben mit verschiedenen Zähnezahlen von einer gemeinsamen Motorachse angetrieben werden.

Die Gegenelektroden sind auf zur Rotationsachse der Funkenstrecke parallelen Gleitschienen angeordnet.

Für jede der verschiedenen rotierenden Scheiben sind besondere Gegenelektroden angeordnet, die mit Hilfe eines Schalters nach Wunsch eingeschaltet werden; der Abstand der Elektroden voneinander kann dabei im Verhältnis der Zunahme der Zähnezahl selbsttätig verringert werden.

K. P. 306472. Firma Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. und Dipl.-Ing. Bruno Rosenbaum in Berlin. Vom 11. 7. 15 ab (ausgegeben am 6. 10. 19).

Digitized by Google

1. Serienfunkenstrecke, dadurch gekennzeichnet, daß der Funkenübergangsraum vor dem Eintreten einer stärkeren Luftbewegung durch denselben hindurch durch Anbringung von Schutzwänden bzw. durch Schaffung bequemer Nebenwege für den Luftstrom geschützt wird.

Das Hindurchtreten stärkerer Luftströmungen durch den Funkenübergangsraum soll dabei durch gleichzeitige Anwendung von Schutzwänden und Schaffung geeigneter Nebenwege für den Luftstrom verhindert werden, wobei die Schutzwände mechanisch mit den Elektrodenkörpern verbunden sein können oder Teile der Elektroden konstruktiv so ausgebildet sind, daß sie als Schutzwände wirken.

K. P. 307191 derselben Patentinhaber. Vom 1. 6. 15 ab (ausgegeben am 6. 10. 19).

Anordnung zur Erzeugung elektrischer Schwingungen für Sendezwecke der drahtlosen Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß der Sendeluftleiter unter Benutzung einer selbsttätigen Kontakt- oder Unterbrechervorrichtung und eines durch diese zum Verschwinden gebrachten magnetischen Feldes aufgeladen und über eine zweite mechanisch bewegte Kontakt- oder Unterbrechervorrichtung, die zweckmäßig von dem Schaltteil der ersteren Vorrichtung gesteuert wird, schwingend entladen wird.

K. P. 297906. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Vom 7. 12. 13 ab (ausgegeben am 18. 7. 19).

1. Verfahren für drahtlose Telegraphie mit Löschkreiserregung und Interferenzempfang, dadurch gekennzeichnet, daß zur Erzielung einer phasenrechten Funkenfolge ein Teil der Sekundär-Sendeenergie zum Löschkreis zurückgeführt wird, so daß die Einsatzphase gesteuert und an der Empfangsstelle beim Empfang mit Interferenz ein Ton gehört wird.

2. Sendeschaltung zur Ausführung des Verfahrens nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Rückführung der Energie zum Löschkreise zum Zwecke der Steuerung der Einsatzphase mittels eines oder mehrerer Zwischenkreise erfolgt, von denen einer als Zündkreis ausgebildet ist.

3. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Einstellung des phasenrichtigen Arbeitens des Senders mit Hilfe eines besonderen Interferenzempfängers bewirkt wird, der dicht am Sender installiert ist.

Fig. 3 zeigt diese Anordnung. IV. ist der Rückkopplungskreis.

K. P. 298544 derselben Gesellschaft. Zusatz zu vorstehendem K. P. 297906. Vom 18. 12. 13 ab (ausgegeben am 1. 8. 19).

Sendeschaltung zur Ausführung des Verfahrens für drahtlose

Digitized by Google

Telegraphie mit Löschkreiserregung und Interferenzempfang nach Patent 297 906, gekennzeichnet durch Anordnung eines geschlossenen, möglichst wenig gedämpften, auf die Antennenschwingung abgestimmten Zündkreises mit kleiner Kapazität, welcher mit einem Teil der Entladestrecken des Erregerkreises entweder direkt (gegebenenfalls durch

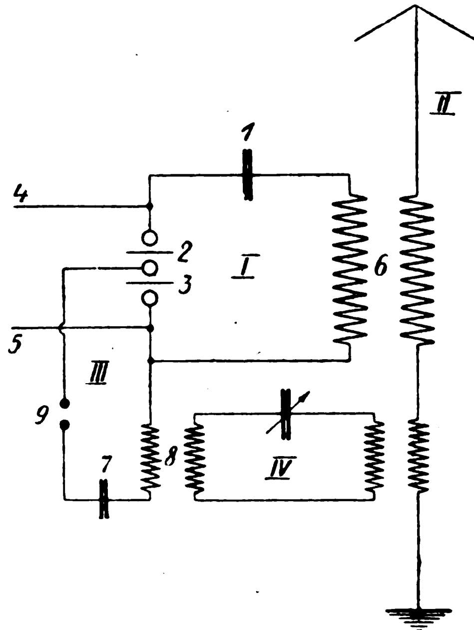


Fig. 3.

Vermittlung von Ohmschen oder Hochfrequenzwiderständen) oder induktiv verbunden ist, wobei eine Energielieferung von seiten der Antenne bzw. eines Sekundärkreises in den Zündkreis durch induktive oder durch kapazitive Kopplung erfolgt.

K. P. 298 883 derselben Gesellschaft. Vom 25. 9. 15 ab (ausgegeben am 18. 7. 19).

1. Mit verschiedenen Wellen arbeitender Sender für drahtlose Telegraphie nach dem Prinzip der Stoßerregung unter Benutzung eines Zwischenkreises, dadurch gekennzeichnet, daß unter Zuhilfenahme des Zwischenkreises einer keine Abstimmittel enthaltenden, mit dem Zwischenkreis fest gekoppelten Antenne mit starker Strahlungsdämpfung

Digitized by Google

Schwingungen aufgedrückt werden, die von der Eigenschwingung der Antenne abweichen.

Die Kapazität des Stoßkreises soll sich dabei zu der des Zwischenkreises etwa wie 2 : 1 verhalten.

K. P. 303334 derselben Gesellschaft. Zusatz zu vorstehendem K. P. 298833. Vom 23. 6. 17 ab (ausgegeben am 11. 9. 19).

1. Mit verschiedenen Wellen arbeitender Sender für drahtlose Telegraphie nach dem Prinzip der Stoßerregung unter Benutzung eines Zwischenkreises nach Patent 298833, dadurch gekennzeichnet, daß unter Vermeidung jeglicher Feinabstimmittel in allen Kreisen ein Stufenschalter verwendet wird, welcher zwangläufig die für die einzelnen Wellen erforderlichen Selbstinduktionsstufen und Kopplungsbeträge bei Wellenveränderungen einschaltet.

2. Einrichtung des Senders nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das in den Zwischenkreis geschaltete Kontrollinstrument zwei Skalen besitzt, von denen die eine die Stromstärke ohne Belastung des Zwischenkreises anzeigt, während die andere Skala so eingerichtet ist, daß sie die gleiche Stromstärke dann anzeigt, wenn die jeweils günstigste Antennenkopplung erzielt ist.

K. P. 301 232. Firma Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. in Berlin. Vom 15. 7. 15 ab (ausgegeben am 2. 10. 19).

1. Senderanordnung für die drahtlose Nachrichtenübermittlung, dadurch gekennzeichnet, daß ein Arbeitszustand einer an sich schwingungsfähigen Antenne zur Nachrichtenübermittlung benutzt wird, welche außerhalb der scharfen Abstimmung auf die Grundwelle oder deren Harmonische liegt.

2. Senderanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß durch die Form der Antenne, welche z. B. aus verschieden langen, für sich schwingungsfähigen Drähten bestehen kann, die Erregung derselben in mehreren zueinander in keinem ganzzahligen Verhältnis stehenden Schwingungen möglich ist.

K. P. 305 673 derselben Firma. Vom 20. 4. 16 ab (ausgegeben am 6. 10. 19).

1. Einrichtung für drahtlose Stationen, insbesondere für Stationen, bei denen Sender oder Empfänger gegebener Type mit gleichartigen, aber nicht genau gleichen Antennen benutzt werden, dadurch gekennzeichnet, daß neben dem Variometer oder zu dessen Ersatz für jede auszusendende oder zu empfangende Wellenlänge eine einstellbare Zusatzspule vorgesehen wird.

Digitized by Google

K. P. 301 233 derselben Firma. Vom 11. 6. 16 ab (ausgegeben am 30. 9. 19).

1. Einrichtung zum gleichzeitigen Aussenden elektromagnetischer Schwingungen verschiedener Art, dadurch gekennzeichnet, daß die den Betriebsstrom liefernde Wechselstromdynamomaschine zwei Wicklungen besitzt, von denen die eine höhere und die andere eine niedrige Wechselzahl erzeugt.

K. P. 298 405 derselben Firma. Vom 11. 5. 16 ab (ausgegeben am 15. 7. 19).

1. Einrichtung für drahtlose Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß für die verschiedenen Wellenlängen besondere Kopplungselemente vorgesehen sind, die für die verschiedenen Antennen besonders eingestellt und hierauf nötigenfalls festgeklemmt werden können, so daß zwecks Überganges von einer Wellenlänge zur anderen lediglich das zugehörige Kopplungselement anzuschalten ist und dabei die für die jeweils verwendete Antenne einmal festgesetzte günstige Kopplungseinstellung nicht verloren geht.

K. P. 297 911. Aktiengesellschaft Mix & Genest Telephon- und Telegraphen-Werke in Berlin-Schöneberg. Vom 23. 6. 15 ab (ausgegeben am 18. 7. 19).

Sender für drahtlose Nachrichtenübermittlung nach dem Schwebungsverfahren, bei dem der Antennenkreis während des Funkenüberganges parallel zu einem dem Antennenkreis gegenüber verstimmten Erregerkreis liegt, dadurch gekennzeichnet, daß die Koppelung der Antenne am Kondensator des Erregerkreises oder einem Teil des Kondensators erfolgt.

K. P. 298 976. Firma Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. und Dr. Siegmund Loewe in Berlin. Vom 23. 5. 15 ab (ausgegeben am 30. 9. 19).

1. Verfahren zur Änderung der Wellenlänge bei Sendestationen der drahtlosen Telegraphie, welche nach dem Prinzip der Stoßerregung arbeiten, dadurch gekennzeichnet, daß zwecks Erzielung günstiger Kopplungen und beliebiger Steigerungsfähigkeit der Primärenergie parallel zur Antenne ein konstanter oder variabler Kondensator geschaltet wird.

K. P. 300 767 dieselbe Firma und Dipl.-Ing. Bruno Rosenbaum. Vom 11. 7. 15 ab (ausgegeben am 6. 10. 19).

1. Senderanlage für drahtlose Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß die Kapazität eines mit einer Löschfunkenstrecke arbeitenden Erregerkreises ganz oder teilweise aus Gebilden mit verteilter Kapazität, wie Drähten, Platten u. dgl., besteht.

Zur Regelung der Erregerkapazität sollen Teile des Kapazitäts-

Digitized by Google

gebildes zu- oder abgeschaltet bzw. gehoben oder gesenkt werden, womit gleichzeitig eine Abstimmung der Primärwellen auf Antennenwellen erfolgen kann.

Dabei sollen die Antenne und der Schwingungskreis eine gemeinsame Erdverbindung haben, in welche eine Löschfunkenstrecke eingeschaltet ist, wobei ein Meßinstrument zur Messung des Antennenstromes in an sich bekannter Art oberhalb der Abzweigung zur verteilten Kapazität eingeschaltet ist.

K. P. 298 811. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Vom 2. 9. 15 ab (ausgegeben am 9. 9. 19).

1. Senderanordnung für drahtlose Telegraphie zum gleichzeitigen Senden zweier Wellen mittels einer Antenne, dadurch gekennzeichnet, daß die Antenne mit einem geschlossenen, auf die Eigenschwingung der Antenne abgestimmten Kreise derart fest gekoppelt wird, daß eine Wellenzerlegung in der Antenne stattfindet, und daß zwei Sendeeinrichtungen die Antenne in diesen beiden Wellen erregen.

K. P. 298 533 derselben Gesellschaft. Vom 1. 1. 16 ab (ausgegeben am 1. 9. 19).

1. Sendestation für drahtlose Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß die durch die Sendetaste in der Ruhelage dem Ballastkreis zugeführte Energie zur Speisung von Heizwiderständen verwendet wird.

Unterwasser-Stromlinien und Erdstromtelegraphie.

K. P. 303 202. Signal-Gesellschaft m. b. H. in Kiel. Zusatz zu K. P. 301 377 (vgl. S. 436 Heft 5). Vom 20. 12. 13 ab (ausgegeben am 17. 10. 19).

1. Einrichtung für Unterwasserstromlinientelegraphie oder -telephonie an Schiffen mit metallischem Körper nach Patent 301 377, dadurch gekennzeichnet, daß an der Schiffswandung oberhalb des Kiels zu seinen beiden Seiten je eine Elektrode angeordnet ist, welche beide das gleiche Potential gegenüber einer tiefer liegenden Elektrode besitzen und somit gemeinsam wirken.

2. Einrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Elektroden oder eine derselben aus dem Schiff ausfahrbar sind.

K. P. 298 801. Firma Dr. Georg Seibt in Berlin-Schöneberg. Vom 17. 3. 17 ab (ausgegeben am 10. 9. 19).

1. Sender für Telegraphie mit Erdströmen, dadurch gekennzeichnet, daß zur Kontrolle der für die Zuführung der Ströme zur Erde günstigsten Schaltung eine Lichtquelle, z. B. eine Glühlampe, verwendet wird.

Die Ströme sollen dabei der Erde mittels eines Transformators

Digitized by Google

zugeführt werden, dessen sekundäre Windungszahl mittels eines Stufenschalters geändert wird und die Lichtquelle soll durch Benutzung des magnetischen Feldes dieses Transformators, z. B. von einer dritten auf dem Transformator angebrachten Wicklung, gespeist werden.

K. P. 299 678 derselben Firma. Vom 20. 3. 17 ab (ausgegeben am 14. 10. 19).

1. Sender für Erdstromtelegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß zwecks Prüfung, ob die Schaltung oder Regelungsvorrichtung des Senders dem Erdwiderstande richtig angepaßt ist, die Ströme oder Spannungen an zwei Stellen des Senders in Wirkung treten und unter Zuhilfenahme einer Anzeigevorrichtung in eine bestimmte Beziehung zueinander gebracht, z. B. gegeneinander abgeglichen werden.

K. P. 300 792 derselben Firma. Vom 5. 5. 17 ab (ausgegeben am 15. 10. 19).

Einrichtung für Erdstromtelegraphie, gekennzeichnet durch die zwangläufige Verbindung des Sendeempfangsschalters mit einer Reguliervorrichtung für die Sendeenergie.

K. P. 300 793 derselben Firma. Vom 11. 5. 17 ab (ausgegeben am 15. 9. 19).

Sendegerät für Funken- oder Erdstromtelegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß mehrere wahlweise schaltbare Gleichstromunterbrecher zur Erzeugung des Wechselstroms vorgesehen und mit der Umschaltung der Gleichstromquelle zwangläufig sonstige Zubehörteile der Sendeeinrichtung umgeschaltet werden.

K. P. 300 794 derselben Firma. Vom 11. 5. 17 ab (ausgegeben am 15. 9. 19).

Sendeeinrichtung für Funken- und Erdstromtelegraphie mit mehreren wahlweise schaltbaren Transformatoren, dadurch gekennzeichnet, daß die Regulierung der Windungszahlen beider Transformatoren mittels desselben Schalters erfolgt.

K. P. 308 522. Deutsche Telephonwerke G. m. b. H. in Berlin. Vom 25. 7. 15 ab (ausgegeben am 5. 7. 19).

1. Signalanlage mit Stromübertragung durch Erde oder Wasser, dadurch gekennzeichnet, daß der induktive Widerstand des Empfängerkreises durch eingefügte Kondensatoren, welche gleichzeitig auf die Frequenz des Senders abstimmen, bis auf den ohmischen Rest beseitigt wird, derart, daß möglichst die gesamte Energie des aus der Erde oder dem Wasser aufgenommenen Wechselstromes auf den Hörer o. dgl. Empfangsapparat übertragen wird, zum Zwecke, den Wirkungsgrad bzw. die Reichweite der Anlage zu erhöhen.

Digitized by Google

D. R. P. 315 470 derselben Gesellschaft. Vom 4. 11. 15 ab (ausgegeben am 6. 11. 19).

1. Anordnung zur erdtelegraphischen Nachrichtenübermittlung, dadurch gekennzeichnet, daß die an den Enden der geradlinigen Stationsbasis angeordneten Elektroden ebenfalls aus gerade ausgestreckten blanken Eisendrähten bestehen, derart, daß dieselben entweder ihre gegenseitige lineare Verlängerung über die Station hinweg bilden oder parallel zueinander liegen, wobei die Entfernung der nächstgelegenen Punkte beider Elektroden voneinander etwa die Hälfte der Stationsbasis nicht unterschreitet.

K. P. 297 912. Aktiengesellschaft Mix & Genest Telephon- und Telegraphen-Werke in Berlin-Schöneberg. Vom 12. 1. 17 ab (ausgegeben am 18. 7. 19).

1. Einrichtung für drahtlose Nachrichtenübermittlung mit wechselweiser Benutzung von Luft- und Erdantennen, dadurch gekennzeichnet, daß der für die jeweils verwendete Antenne günstige Kopplungsgrad durch Umschaltung der Kopplung an den Stoßkreiskondensatoren erreicht wird.

2. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß beim Umschalten von der einen Antennenart auf die andere zwangläufig ein Umlegen des Kopplungsschalters gemäß Anspruch 1 erfolgt.

Hochfrequenzmaschinen und ihre Schaltungen und Hilfseinrichtungen.

K. P. 298473. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Vom 31. 10. 15, ausgegeben am 20. 1. 20.

1. Einrichtung zur Konstanthaltung der Umdrehungszahl einer elektrischen Maschine, insbesondere einer Hochfrequenzmaschine für die Zwecke der drahtlosen Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß die Maschine durch einen Wechselstromsynchronmotor angetrieben wird, der von einer Wechselstromquelle gespeist wird, deren Frequenz nur von festen elektrischen Konstanten (C und L) und nicht von einer Umdrehungszahl abhängig ist.

Als Erzeuger des konstanten Wechselstromes wird entweder eine Hauptstromdynamomaschine verwendet, in deren Stromkreis ein Kondensator, sowie gegebenenfalls noch eine zusätzliche Selbstinduktion eingeschaltet ist oder ein mit einem Schwingungskreis verbundener Lichtbogengenerator.

K. P. 299 722 derselben Gesellschaft. Vom 22. 3. 17. ausgegeben am 22. 1. 20.

Digitized by Google

Einrichtung zur Erzeugung von Hochfrequenzströmen mittels Hochfrequenzmaschine und statischer Frequenztransformatoren, dadurch gekennzeichnet, daß eine Sicherheitsvorrichtung vorgesehen ist, durch welche der Erregerstrom der Hochfrequenzmaschine automatisch unterbrochen wird, wenn die Gleichstromerregung eines der Frequenztransformatoren stromlos wird.

K. P. 298890. C. Lorenz Akt.-Ges. in Berlin. Vom 10. 11. 16, ausgegeben am 29. 9. 19.

Schaltungsanordnung zur Verminderung der Isolationsbeanspruchung bei elektrischen Maschinen, insbesondere Hochfrequenzmaschinen, dadurch gekennzeichnet, daß die Wicklung der Maschine unterteilt und zu Einzelwicklungen eines Transformators geführt ist, dessen Sekundärwicklung an den Nutzstromkreis angeschlossen ist.

D. R. P. 299822. Allgemeine Elektrizitäts-Gesellschaft in Berlin. Vom 23. 6. 16, ausgegeben am 8. 8. 17. Unionspriorität Amerika 22. 6. 15.

1. Hochfrequenzmaschine vom Induktortyp, dadurch gekennzeichnet, daß beim Umlauf des Läufers die Zahl der jedem Ständerzahn gegenüberliegenden Induktorpole zwischen $\frac{n+1}{2}$ und $\frac{n-1}{2}$ schwankt, wobei n eine ungerade Zahl größer als 1 ist und die gewünschte Erhöhung der Frequenz bedeutet.

Der Läufer trägt zur Verringerung der Ankerrückwirkung eine Kurzschlußwicklung; diese wird durch zwischen den Induktorpolen liegende, untereinander entsprechend leitend verbundene, nichtmagnetische Füllstücke gebildet.

K. P. 302483. Sachsenwerk, Licht- und Kraft-Akt.-Ges. in Niedersedlitz b. Dresden. Vom 30. 8. 16, ausgegeben am 23. 10. 19.

Maschine zur Erzeugung von Strömen mittlerer und höherer Frequenz, die aus einem genuteten mit einer Wechselstromwicklung versehenen ringförmigen Stator und einem mit Polzähnen versehenen Rotor besteht, der eine von der Frequenz unabhängige zwei- oder mehrpolige Erregerwicklung trägt, dadurch gekennzeichnet, daß die Zahnteilung im Rotor, die im allgemeinen der doppelten Zahnteilung des Stators entspricht, an zwei oder mehr am Umfange gleichmäßig verteilten Stellen zur Unterbringung einer zwei- oder mehrpoligen Erregerwicklung in der Weise vergrößert ist, daß sie an diesen Stellen ein ungerades Vielfaches der Statorzahnteilung bildet.

Fig. 4 zeigt diese Anordnung.

Digitized by Google

D. R. P. 315591. Allgemeine Elektrizitäts-Gesellschaft in Berlin. Vom 7. 7. 16 ab, ausgegeben am 8. 11. 19.

1. Gleichstrom-Wechselstrommaschine mit verteiltem Eisen oder ausgeprägten Polen, insbesondere für Hochfrequenz, wobei das Gleichstromfeld als Nutzfeld zum Antrieb der Maschine als Motor oder zur Erzeugung von Gleichstrom verwendet wird, und die Polflächen des Ständers in bezug auf den Winkel der Zahnteilung gleiche Bezahnung haben wie der Läufer, dadurch gekennzeichnet, daß einzelne Teile der

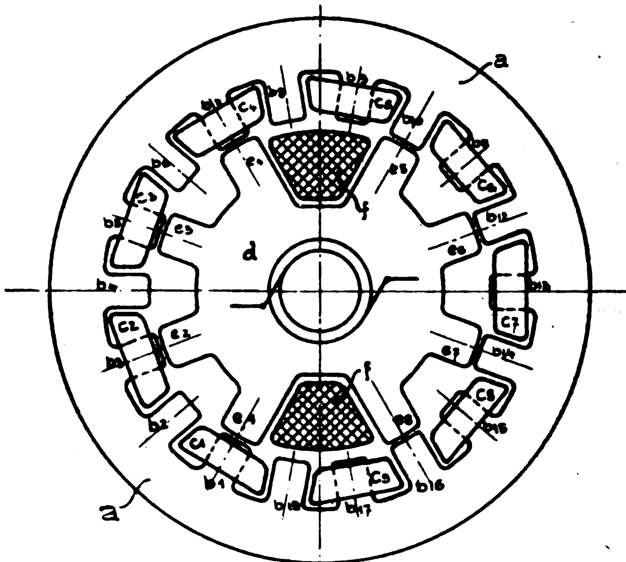


Fig. 4.

Ständerpolflächen (Einzelpole) zwar die gleiche Bezahnung wie der Läufer haben, aber sich abwechselnd in der Zahnlage um 180 elektrische Grade (bezogen auf die Hochfrequenz) unterscheiden, so daß in einer Wicklung, in der die Summe von zwei oder mehreren solchen Einzelpolen zur Wirkung kommt, das Gesamtfeld konstant oder nahezu konstant bleibt.

D. R. P. 315590 derselben Gesellschaft. Vom 4. 12. 15, ausgegeben am 8. 11. 19.

Hochfrequenzmaschine der Gleichpoltype, bei der die Periodenzahl gleich dem Produkt aus der Läuferzähnezahl und der Drehzahl in der Sekunde ist, dadurch gekennzeichnet, daß die Anzahl der Zähne im bewickelten Ständer sich zu der Anzahl der Zähne im unbewickelten

Digitized by Google

Läufer verhält wie 2 zu einer beliebigen ungeraden Zahl, die größer als 1 ist, und daß die Stärke des Kopfes eines Ständerzahnes gleich oder kleiner als die Weite der Nut zwischen zwei Läuferzähnen ist.

D. R. P. 317552. Ziehl-Abegg, Elektrizitäts-Ges. m. b. H. in Berlin-Weißensee und Dipl.-Ing. M. Osnos in Berlin-Wilmersdorf. Vom 4. 10. 18, ausgegeben am 24. 12. 19.

Mehrphasenmaschinen der Induktortype nach Guy (Patent 143630), insbesondere für Hochfrequenz, dadurch gekennzeichnet, daß das Verhältnis von Zahnteilung zu Zahnbreite gleich oder annähernd gleich der Phasenzahl der Maschine ist.

D. R. P. 318008. Allgemeine Elektrizitäts-Gesellschaft in Berlin. Vom 13. 9. 16, ausgegeben am 9. 1. 20.

1. Verfahren zur Erzeugung elektrischer Hochfrequenzschwingungen von zweierlei Frequenz, dadurch gekennzeichnet, daß Schwingungen mittlerer Frequenz, die in einem einzigen Stromerzeuger erzeugt werden, dem Verbraucher auf zwei parallelen, mit verschiedener Polarität gespeisten Stromwegen zugeführt werden und daß die Amplitude in einem der beiden Stromwege oder in beiden abwechselnd mit Schwebungsfrequenz geändert wird.

2. Einrichtung zur Ausführung des Verfahrens nach Anspruch 1, wobei zur Amplitudenänderung eine regelbare Drosselspule mit einer Regelerregung durch Gleich- und Wechselstrom dient, dadurch gekennzeichnet, daß die Amperewindungen des Gleich- und Wechselstromes gleich groß sind.

3. Einrichtung nach Anspruch 2 zur Ausführung des Verfahrens nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die beiden parallelen Stromwege von den beiden Hälften einer sekundären Transformatorwicklung gespeist werden.

D. R. P. 318697 derselben Gesellschaft. Vom 5. 7. 12, ausgegeben am 10. 2. 20.

1. Hochfrequenzmaschine mit veränderlichem magnetischen Widerstand, bei welcher das mit geringer Frequenz schwankende oder unveränderliche Feld als Nutzfeld zum Antrieb der Maschine als Motor oder zur Erzeugung niederfrequenten Wechselstromes verwendet wird und deren Niederfrequenzteil eine Synchronmaschine darstellt, dadurch gekennzeichnet, daß ihr Läufer über Schleifringe und Drosselspulen an das Niederfrequenznetz angeschlossen ist.

D. R. P. 318696. Robert Bosch Akt.-Ges. in Stuttgart. Vom 21. 3. 17, ausgegeben am 4. 2. 20.

1. Schaltung der induzierten Wicklung von Wechselstromerzeuger-

Digitized by Google

maschinen für einstellbare Spannung bei unverändertem Magnetfeld, dadurch gekennzeichnet, daß die induzierte Wicklung in Einzelwicklungen unterteilt ist, die einander unterstützend oder entgegenwirkend hintereinander geschaltet werden können, so daß die Gesamtzahl der induzierten Drähte unverändert bleibt.

2. Schaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der zur Erzielung der einzelnen Schaltungen notwendige Schaltapparat unmittelbar an die Maschine angebaut ist.

K. P. 299194. Siemens-Schuckertwerke G. m. b. H. in Siemensstadt b. Berlin. Vom 18. 8. 15, ausgegeben am 21. 2. 20.

1. Hochfrequenzmaschine mit Induktorläufer und radialem Kraftliniendurchtritt durch den Luftspalt, dadurch gekennzeichnet, daß der axiale, unwirksame Zwischenraum zwischen den dem Läuferumfang unmittelbar gegenüberliegenden Teilen des Ständers so gering ist, daß die konstruktive Kranzbreite des Läufers am Umfange nicht wesentlich größer wird als die aktive Breite des zylindrischen Ständerankers.

Die ruhende ringförmige Magnetspule umgibt den aktiven Teil des zylindrischen ruhenden Ankers konzentrisch von außen.

Die Anker bestehen aus radial geschichteten Blechen und sind nur durch einen schmalen unmagnetischen Schlitz axial voneinander getrennt.

Die Ankerleiter erstrecken sich geradlinig über die Länge beider Blechkörper und die beiden Blechkörpern zugeordneten Nuten des Läufers sind auf beiden Seiten gegeneinander versetzt.

Der Läufer ist von der aktiven Kranzbreite ausgehend als Körper gleicher Festigkeit ausgeführt.

K. P. 300055 derselben Gesellschaft. Zusatz zu vorstehendem K. P. 299194. Vom 8. 10. 15, ausgegeben am 27. 3. 20.

1. Hochfrequenzmaschine mit Induktorläufer und radialem Kraftliniendurchtritt durch den Luftspalt nach Patent 299194, wobei die konstruktive Kranzbreite des Läufers am Umfange nicht wesentlich größer ist als die aktive Breite des zylindrischen Ständerankers und wobei zur Steigerung der Leistung mehrere Einheiten aneinandergereiht sind, dadurch gekennzeichnet, daß die Ankerleiter im Ständer sich über die Gesamtlänge der aneinandergereihten Einheiten mit geraden Spulenseiten erstrecken.

Der Läufer ist aus einzelnen Scheibenrotoren aneinandergereiht, die bis zur Nähe des aktiven Kranzes als Körper gleicher Festigkeit ausgeführt sind; die Polhörner der beiden Radseiten jedes Einzelrotors sind gegeneinander versetzt und die aneinanderstoßenden Polhörner der Einzelläufer liegen zusammen.

Digitized by Google

Der Rotor besteht aus einer Walze, in die Polnuten von der Länge der Erregerspulenabstände eingefräst sind, wobei die aufeinanderfolgenden Nuten gegeneinander versetzt sind.

Summer und Gleichstrom-Wechselstromumformer.

K. P. 301743. C. Lorenz Akt.-Ges. in Berlin. Vom 22. 7. 17, ausgegeben am 1. 10. 19.

1. Summer für die Zwecke der drahtlosen Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß die Magnetspule mit einem Schlußjoch versehen ist zum Zwecke der Herstellung eines geschlossenen Kraftlinienweges.

Das Schlußjoch umfaßt den Anker.

Der Anker ist an einem aus einem gebogenen, zweckmäßig runden Draht bestehenden, schwingenden Organ befestigt; die Schenkel des umgebogenen Drahtes sind parallel und in einer Ebene geführt und der Anker ist in die Biegungsstelle des schwingenden Organs eingespannt.

K. P. 300777 derselben Gesellschaft. Vom 9. 6. 17, ausgegeben am 29. 9. 19.

1. Gleichstrom-Wechselstrom-Pendelumformer, dadurch gekennzeichnet, daß ein Antriebsumformer durch den von ihm selbst mit Hilfe seiner Kontakte umgeformten Antriebswechselstrom betrieben wird.

K. P. 306495 derselben Gesellschaft. Zusatz zu vorstehendem K. P. 300777. Vom 22. 8. 17, ausgegeben am 10. 10. 19.

1. Gleichstrom-Wechselstrom-Pendelumformer nach Patent 300777, gekennzeichnet durch die Vereinigung der für den Antriebsstrom und den Telegraphierstrom erforderlichen Kontakte in einen Anker mit zwei, zweckmäßig federnden Kontakten, wobei der Anker durch einen Elektromagneten betrieben wird.

2. Anker für Gleichstrom-Wechselstrom-Pendelumformer nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß seine Schwingungszahl durch eine in ihm (zweckmäßig in der Mitte eines Armes drehbar) gelagerte Zunge geändert wird.

3. Anker nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Stellung der Zunge von einer (halbkreisförmigen) Skala ablesbar ist. die in Tonstufen geeicht ist.

K. P. 300025. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Vom 7. 3. 17, ausgegeben am 15. 9. 19.

1. Gleichstrom-Wechselstromumformer mit eisengeschlossenem Transformator und einer in der Mitte der Primärwicklung angeschlossenen auf die Wicklungshälften in abwechselnder Richtung wirkenden

Digitized by Google

Gleichstromquelle, dadurch gekennzeichnet, daß eine Eisendrosselspule in den Mittelzweig eingeschaltet und der Stromwender derart bemessen wird, daß während des Überganges von der einen Stromrichtung zur anderen beide Stromkreise eingeschaltet sind.

K. P. 291795. Zusatz zu D. R. P. 283376 (siehe Jahrb. **10**, S. 294) Deutsche Telephonwerke G. m. b. H. in Berlin. Vom 31. 10. 14, ausgegeben am 23. 6. 19.

1. Radiotelegraphische Station nach Patent 283376, dadurch gekennzeichnet, daß in dem primären Gleichstromkreis des als Geber dienenden Gleichstrom-Wechselstromumformers in Reihe mit der Gleichstromquelle eine Selbstinduktion, welche aus einer gegebenenfalls eisenlosen Spule oder durch Verlängerung der gegebenenfalls verdrillten Batteriezuleitung gebildet wird, angeordnet ist, zum Zwecke, als Stromquelle eine verhältnismäßig kleine, häufig überlastete Batterie verwenden zu können.

2. Radiotelegraphische Station nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Selbstinduktion in Reihe mit der Batterie durch die mit einer Metallhülle (zweckmäßig Eisenrohr) versehene Batteriezuleitung gebildet wird.

Anordnungen zum Tasten von Signalen.

K. P. 290625. Dr. Ing. Rudolf Goldschmidt in Berlin. Vom 24. 8. 13, ausgegeben am 16. 6. 19.

1. Verfahren zum Tasten in der drahtlosen Telegraphie, bei welchem der Erregerstrom gesteuert wird, dadurch gekennzeichnet, daß der Erregerstrom erst dann von dem Generator ganz oder teilweise abgelenkt wird, nachdem vorher seine Größe durch Einschalten eines Widerstandes in den Erregerkreis reduziert worden ist.

2. Ausführungsform des Verfahrens nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Reduktion des Stromes mit dem Vorderkontakt des Unterbrechers, die Ablenkung mit seinem Hinterkontakt erfolgt.

K. P. 291132 C. Lorenz Akt. Ges. in Berlin. Vom 27. 9. 13, ausgegeben am 19. 9. 19.

Verfahren zur Zeichengebung in der Wellentelegraphie durch Änderung der Wellenlänge oder Abstimmung, dadurch gekennzeichnet, daß bei Änderung der Induktivität einer Spule mit Eisenkern durch übergelagerte magnetische Gleichstrominduktion bei Verwendung von Hochfrequenzmaschinen die Resonanzbedingungen der Abstimmkreise der Maschinen geändert werden.

Digitized by Google

K. P. 298 532 derselben Gesellschaft. Zusatz zu vorstehendem K. P. 291 132. Vom 7. 12. 13, ausgegeben am 7. 10. 19.

1. Verfahren zur Zeichengebung in der Wellentelegraphie nach Patent 291 132, dadurch gekennzeichnet, daß in der Periode der Energieausstrahlung der Eisenkern der Spule durch den Gleichstrom praktisch voll gesättigt ist, so daß die magnetische Induktion des Hochfrequenzstromes im Eisenkern verschwindend ist, während in der Periode der Zeichenpausen die magnetische Gleichstrominduktion verkleinert oder ganz auf Null gebracht wird.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß bei Hochfrequenzmaschinen mit mehreren Abstimmkreisen verschiedener Periodenzahl die Spule mit Eisenkern in den Kreis niedrigster Periodenzahl eingeschaltet ist.

K. P. 299 767 derselben Gesellschaft. Vom 15. 11. 16, ausgegeben am 6. 10. 19.

1. Verfahren zum Tasten großer Energien, dadurch gekennzeichnet, daß zwecks Vermeidung galvanischen Umschaltens mittels Schalter das Tasten auf induktivem Wege mit Hilfe eines beweglichen, magnetischen Körpers erfolgt.

Der magnetische Körper (Eisenkern) ist zwischen zwei in einen Stromkreis eingeschalteten Spulen beweglich angeordnet und wird beispielsweise mittels Relais oder Morsetaste geschaltet.

Für Starkstromzwecke ist das Joch eines Transformators als beweglicher Eisenkern ausgeführt.

Für die Zwecke der drahtlosen Telegraphie ist der Eisenkern mit den Spulen im Nutzstromkreis (Antenne) angeordnet.

Eine der beiden Spulen ist mit einem Belastungswiderstand induktiv gekoppelt zum Zweck, die Tourenzahl der Maschine konstant zu halten.

K. P. 298 414 derselben Gesellschaft. Vom 14. 7. 15, ausgegeben am 29. 9. 19.

1. Verfahren zum Abstimmen und Tasten tönender Löschfunkensender, dadurch gekennzeichnet, daß die Einregulierung der Primärenergie und Abstimmung der Station durch Verschieben der Sendetaste erfolgt.

2. Anordnung zur Ausführung des Verfahrens nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Drosselspule mit der Sendetaste verstellbar zusammengebaut ist.

K. P. 298 872 derselben Gesellschaft. Zusatz zu D. R. P. 195 029. Vom 1. 4. 16, ausgegeben am 4. 10. 19.

Digitized by Google

Tastverfahren für die Zwecke der drahtlosen Nachrichtenübermittlung nach Patent 195 029, dadurch gekennzeichnet, daß der direkt in der Antenne angeordnete Taster als parallel geschalteten Ohmschen Widerstand Glühlampen kurzschließt, die sowohl eine konstante Belastung des Generators (Hochfrequenzmaschine) herbeiführen, als auch als Kontrolleinrichtung dienen.

D. R. P. 318 845 derselben Gesellschaft. Vom 9. 9. 18. ausgegeben am 14. 2. 20.

1. Tastschaltung für die Zwecke der drahtlosen Nachrichtenübermittlung, dadurch gekennzeichnet, daß mit dem Generator in verschiedenen Zweigen eine Belastungskapazität und eine Drosselspule in Serie liegen, wobei Kapazität und Drosselspule parallel geschaltet sind und letztere den Hochfrequenzstrom nach der Antenne bei geöffneter Taste sperrt.

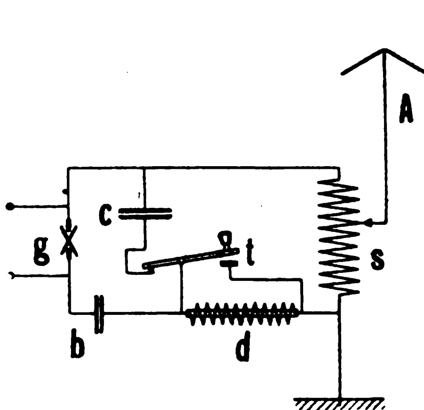


Fig. 5.

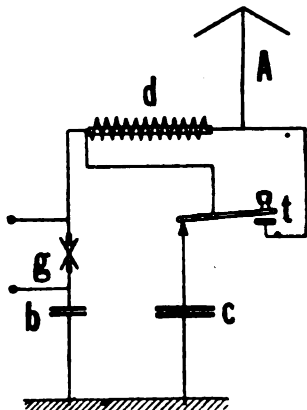


Fig. 6.

2. Tastschaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die beiden parallel geschalteten Zweige, die Kondensator und Drosselspule enthalten, Teile des Primärkreises (Generatorkreises) sind, der mit dem Sekundärkreis (Strahlkreis) in bekannter Weise gekoppelt ist.

3. Tastschaltung nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch direkte Einschaltung des Generators in die Antenne.

Fig. 5 zeigt diese Schaltungsanordnung in einem Ausführungsbeispiel, Fig. 6 eine andere Ausführung in direkter Schaltung.

K. P. 306 381. Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. und Dipl.-Ing. Bruno Rosenbaum in Berlin. Vom 1. 1. 16. ausgegeben am 6. 10. 19.

Digitized by Google

1. Anordnung zum Aussenden elektrischer Schwingungen unter Verwendung einer durch wahlweises Zusammenschalten von Wicklungs abzweigungen nach Spannungsteilen ausnutzbaren Maschine, dadurch gekennzeichnet, daß zusammen mit der zur Spannungsänderung dienenden Umschaltung der Wicklungsabzweigungen elektrische Mittel, z. B. Selbstinduktion, Kapazität oder Widerstand, von solcher Größe ein- bzw. ausgeschaltet werden, daß die Resonanz des Systems auch für jede herstellbare Schaltung gewahrt bleibt.

2. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß zwangläufig mit der Umschaltung der Wicklungsabzweigungen eine Schaltänderung in der Senderanlage, z. B. eine Kurzschließung von Funkenstrecken, eine Ein- oder Ausschaltung von Drosselspulen oder Kapazitäten vorgenommen werden, durch welche die Einwirkung der Umschaltung der Abzweigungen auf die Resonanz des Systems aufgehoben wird.

K. P. 298 488. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Vom 17. 2. 16, ausgegeben am 10. 9. 19.

1. Verfahren zum Tasten drahtloser Signale mittels abwechselnder Überleitung der Sendeenergie in die Antenne und einen nicht strahlenden Ballastkreis, dadurch gekennzeichnet, daß die Umleitung durch Verstellung von gegeneinander beweglichen Spulen bewirkt wird.

Zur Energieumleitung werden die beiden Kreise durch in die Kreise eingeschaltete, gleichzeitig bewegte Variometer abwechselnd abgestimmt und verstimmt.

In jeden Kreis ist elektrisch nur der eine Variometerteil eingeschaltet, während der gegen diesen bewegliche Variometerteil als Kurzschlußspule ausgebildet ist.

Die beweglichen Spulen sind so in den Hochfrequenzkreisen angeordnet, daß sie durch Kopplungsänderungen die Umleitung der Energie bewirken.

Die Wicklung der gegeneinander beweglichen Spulen ist auf Rotationskörpern angeordnet und nach Art der Polteilung von Dynamomaschinen eingeteilt, so daß die zur Umleitung der Energie erforderliche Abstimmungs- oder Kopplungsänderung bereits durch ein Verstellen um einen kleinen Drehwinkel erreicht wird.

Die Verstellung erfolgt im Tempo der Zeichen durch eine fortschreitende oder hin- und hergehende Drehung.

K. P. 306 371 derselben Gesellschaft. Vom 24. 6. 17, ausgegeben am 19. 9. 19.

Einrichtung zum Tasten von Wechselströmen durch Kompensation

Digitized by Google

der Drosselwirkung von Spulen mittels auf den gleichen Kern wirkender, parallel geschalteter Hilfsspulen, bei der zwecks Unterteilung des Stromes mehrere Paare von Spulen nacheinander angeordnet sind, so daß jedes folgende Paar mit der Hilfsspule des vorherigen hintereinander geschaltet ist und der Taster im Zweig der letzten Hilfsspule liegt, dadurch gekennzeichnet, daß die Selbstinduktionen der nachfolgenden Spulenpaare stets erheblich größer sind als der vorherigen, zum Zweck, die Ströme in den Parallelzweigen bei offenem Taster zu verringern.

K. P. 298 094 derselben Gesellschaft. Vom 18. 11. 14, ausgegeben am 8. 9. 19.

Einrichtung zur Übermittlung einer beschränkten Anzahl von Signalen der drahtlosen Telegraphie vom Flugzeug o. dgl., dadurch gekennzeichnet, daß zwei oder mehrere Kontaktgebergruppen, welche voneinander verschiedene Zeichen aussenden, auf einer gemeinsamen Welle derart angeordnet sind, daß die Teile der Signale unabhängig voneinander in an sich bekannter Weise eingestellt werden und das Aussenden des ganzen Signals hintereinander durch Drehen der gemeinsamen Welle erfolgt.

K. P. 298 462 derselben Gesellschaft. Vom 21. 5. 15, ausgegeben am 27. 8. 19.

1. Automatischen Zeichengeber für die Zwecke der drahtlosen Nachrichtenübermittelung, dadurch gekennzeichnet, daß durch Drehen eines Knopfes ein Stromabnehmer über einer Reihe von Kontaktscheiben verschoben wird, welche in an sich bekannter Weise mit verschiedenen, den Buchstaben und Zeichen entsprechenden Erhöhungen zum Schließen des Stromes versehen sind, wobei die jeweilige Stellung des Stromabnehmers durch einen über einer Skala rotierenden Zeiger angezeigt wird.

K. P. 299 765 derselben Gesellschaft. Zusatz zu vorstehendem K. P. 298 462. Vom 16. 10. 15, ausgegeben am 1. 9. 19.

1. Automatischer Zeichengeber für die Zwecke der drahtlosen Nachrichtenübermittelung, Zusatz zum Patent 298 462, dadurch gekennzeichnet, daß der zum Einstellen der Zeichen dienende Knopf mit der Achse des die Kontaktscheibe bewegenden Uhrwerks derart verbunden ist, daß das Einstellen der Zeichen und das Aufziehen des Uhrwerks von derselben Stelle aus erfolgt.

Digitized by Google

Detektoren.

K. P. 307 647. Deutsche Telephonwerke G. m. b. H. in Berlin. Vom 14. 6. 17, ausgegeben am 24. 10. 19.

Detektor für drahtlose Telegraphie, in dem die Elektroden durch Umgießen mit Isoliermasse festgelegt sind, dadurch gekennzeichnet, daß zwecks Herstellung eines unveränderlichen wellenempfindlichen Kontaktes ein kleines, etwa 1 mm Durchmesser besitzendes Stück (*b*) des wellenempfindlichen Materials (Silizium u. dgl.) zwischen zwei Lamellen (*c*, *d*), von denen wenigstens die eine (*c*) federnd ist, gelagert und durch einen nur die Enden der Lamellen und das Kontaktstück umschließenden Kitttropfen (*g*) aus Isoliermasse (Schellack u. dgl.) umhüllt ist (siehe Fig. 7).

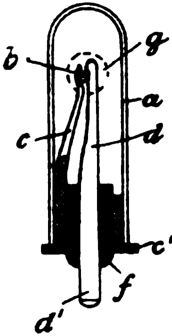


Fig. 7.

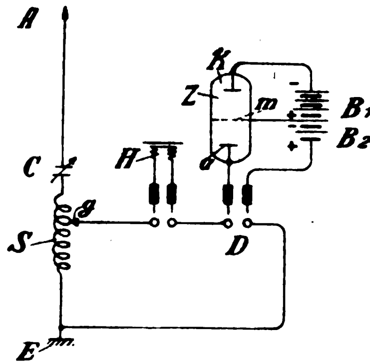


Fig. 8.

K. P. 304 373. Johannes Nienhold in Berlin. Vom 4. 8. 17, ausgegeben am 17. 10. 19.

1. Detektoranordnung für drahtlose Telegraphie und Telephonie, dadurch gekennzeichnet, daß in einem durch eine mittlere siebförmige Elektrode (Anode *m*) abgegrenzten Teil der ein Edelgas oder Edelgasgemisch enthaltenden und mit einer Alkalikathode (*k*) ausgerüsteten Röhre mit Hilfe einer Batterie (B_1) eine ständige Glimmlichtentladung erzeugt wird, während der andere Teil (*m*, *a*) der Röhre in Reihe mit dem Hörer (*H*) o. dgl. integrierenden Instrument und einer mit der Antenne (*A*) induktiv oder galvanisch gekoppelten Spule (*S*) liegt und ohne Glimmlichtentwicklung die durch die Spule (*S*) übertragenen Fremdströme infolge unipolarer Elektrizitätsleitung gleichrichtet.

2. Detektoranordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß in Reihe mit dem Teil (*m*, *a*) der Röhre außerdem eine kleine

Digitized by Google

Batterie (B_2) geschaltet ist, behufs Verlegung des im Raum ($m. a$) stattfindenden Elektrizitätsübergangs in einen günstigen Teil seiner Charakteristik.

3. Detektor nach Anspruch 1 und 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Glimmlichtröhre mit einer Stöpselfassung (D) behufs schneller Auswechslung im Empfangskreis versehen ist.

4. Detektor nach Anspruch 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Glimmlichtröhre (Z) nebst der kleinen Batterie (B) in einem mit Stöpselkontakten versehenen Gehäuse angeordnet ist (Fig. 8 zeigt diese Detektoranordnung.

K. P. 301 281. C. Lorenz Akt. Ges. in Berlin. Vom 15. 12. 16, ausgegeben am 9. 10. 19.

Kontaktdetektor für die Zwecke der drahtlosen Telegraphie. bei welchem die eine Elektrode zurückziehbar ist, dadurch gekennzeichnet, daß diese Elektrode durch eine Sperrklinke in zurückgezogenem Zustand zurückgehalten wird, wobei die Sperrklinke sich aber bei noch weitergehendem Zurückziehen der Elektrode selbsttätig durch Federkraft wieder auslöst.

K. P. 304 221 derselben Gesellschaft. Vom 10. 3. 17, ausgegeben am 29. 9. 19.

1. Verfahren zum Nachweis schwacher Ströme durch Wärmebeeinflussung temperaturempfindlicher Widerstände in einem Lokalstromkreis, dadurch gekennzeichnet, daß der temperaturempfindliche Widerstand von einer Glasperle gebildet wird, welche mit Leitern erster Klasse durchsetzt ist, wobei ihre Temperaturbeeinflussung durch einen dünnen Heizdraht oder eine mit ihr verschmolzene Heizglasperle erfolgt.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der von einer Glasperle gebildete temperaturempfindliche Widerstand im Lokalstromkreis seine Beeinflussung durch ein Kathodenstrombündel erfährt, welches seinerseits in bekannter Weise durch den zu verstärkenden Strom beeinflußt wird.

K. P. 304 222 derselben Gesellschaft. Vom 10. 3. 17, ausgegeben am 30. 9. 19.

1. Verfahren zum Nachweis elektrischer Ströme durch Beeinflussung eines Lokalstromkreises mittels Widerstandes von hoher Spannungsempfindlichkeit, dadurch gekennzeichnet, daß der Widerstand im Lokalstromkreis eine besonders hohe Spannungsempfindlichkeit für eine verhältnismäßig niedrige kritische Spannung besitzt, der die Spannung des Lokalstromes angepaßt wird, indem als Widerstand ein von Leitern erster Klasse durchsetzter Glasfluß dient.

Digitized by Google

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der Widerstand im Lokalstromkreis von einer Glasperle gebildet wird, welche durch Einverleibung von Leitern erster Klasse spannungsempfindlich gemacht ist.

3. Anordnung zur Ausführung des Verfahrens nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Beeinflussung des spannungsempfindlichen Widerstandes im Lokalstromkreis durch den schwachen Erregerstrom induktiv unter Transformierung des Erregerstromes erfolgt.

K. P. 293223. Dr. Karl Schmidt in Halle a. S. Vom 9. 5. 15, ausgegeben am 16. 6. 19.

1. Schaltung zum Nachweis elektrischer Schwingungen unter Benutzung des als Audion bekannten Apparates oder ähnlicher Apparate, dadurch gekennzeichnet, daß die Schwingung einpolig zugeleitet wird.

2. Die Verwendung mehrerer derartiger Apparate nach Anspruch 1 zur Verstärkung der Wirkung.

D. R. P. 317564. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Zusatz zu D. R. P. 256707, siehe Jahrb. **6**, S. 592. Vom 22. 11. 18, ausgegeben am 19. 12. 19.

1. Schleifdetektor nach Patent 256707, insbesondere für Empfangs- und Prüfzwecke der drahtlosen Telegraphie, gekennzeichnet durch ein mit der Schleiferachse verbundenes Schwungrad als Antriebsquelle.

2. Schleifdetektor nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das Schwungrad und die Antriebskurbel durch eine hohe Übersetzung verbunden sind.

K. P. 303833 derselben Gesellschaft. Vom 7. 3. 17, ausgegeben am 5. 9. 19.

Wellenempfindliche Kontaktstelle, dadurch gekennzeichnet, daß die eine Elektrode aus Silizium oder dessen Verbindungen besteht, während als Gegenelektrode ein schwer deformierbares und nicht oxydierendes Metall, wie z. B. Wolfram, Tantal, Molybdän o. dgl. benutzt wird.

K. P. 303812. Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. und Kurt von Wysiecki in Berlin. Vom 19. 4. 16, ausgegeben am 30. 9. 19.

1. Verfahren zur Herstellung von Detektoren, dadurch gekennzeichnet, daß ein oder mehrere an sich als Wellenanzeiger geeignete Stoffe, wie z. B. Silizium, Karborundum und ähnliche Materialien, in zerkleinertem Zustande mit einem Bindemittel vermengt und in eine Form gepreßt werden.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß als Bindemittel Leim, Syndetikon, Schellack, Wasserglas oder deren Lösungen oder Mischungen benutzt werden.

Digitized by Google

K. P. 308424 derselben Gesellschaft. Vom 16. 12. 17, ausgegeben am 18. 7. 19.

1. Detektoranordnung für die Zwecke der drahtlosen Telegraphie, dadurch gekennzeichnet, daß der Kontakt zwischen einer großen hochglanzpolierten Fläche und einer hochglänzenden, möglichst ebenen Spaltfläche des Detektormaterials erfolgt.

2. Detektoranordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Feder hochglanzpoliert und vernickelt bzw. mit einem Edelmetall überzogen ist oder ganz aus einem solchen besteht.

K. P. 308425 derselben Gesellschaft. Vom 25. 1. 18, ausgegeben am 1. 10. 19.

1. Kontaktanordnung für Detektoren, dadurch gekennzeichnet, daß die wellenempfindliche Kontaktstelle durch eine Mehrzahl feiner und kurzer Drähte, vorzugsweise in Form einer Bürste, gebildet wird.

2. Kontaktanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Kontaktbürste auf einer möglichst ebenen und hochglänzenden Spaltfläche des Detektormaterials aufruht.

D. R. P. 316806 derselben Gesellschaft. Vom 14. 1. 17, ausgegeben am 28. 11. 19.

1. Einrichtung zur Kenntlichmachung, Verstärkung oder Beeinflussung von elektrischen Strömen mittels einer als Medium für den Stromübergang dienenden Flamme, dadurch gekennzeichnet, daß eine oder mehrere der Elektroden eine zusätzliche Erhitzung erfahren, welche zweckmäßig regelbar ist.

2. Einrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die zusätzliche Erhitzung der Elektroden durch außerhalb der Flamme liegende wärmeleitende Körper oder durch elektrische Ströme bewirkt wird.

Literaturverzeichnis.

Anderson, A. L. and **H. F. Elliott,** El. World **74**, S. 452, 1919. Ref. Rad. Rev. 1, 4, S. 193, 1920. The Development of Arc Radio Transmitters.

Austin, L. W., Rev. Gén. de l'Él. **6**, S. 551, 1919. Quantitative Experiments with Coil Antennas in Radiotelegraphy.

Blondel, André, C. R. **169**, 26, S. 1377, 1919. Étude graphique du fonctionnement des audions à circuit résonant comme récepteurs sensibilisés ou comme désamortisseurs.

— Rev. Gén. de l'Él. **6**, S. 163, 1919. Ref. Rad. Rev. 1, 5, S. 244, 1920. The Use of Amplifiers for Measuring Small Differences of Potential.

Boucheron, P. H., Scientific American **121**, S. 234, 1919. Naval Radio Remote Control.

Digitized by Google

Cohen, S., El. World **74**, S. 573, 1919. Ref. Rad. Rev. **1**, 4, S. 194, 1920. Rectifying High-Tension Alternating Currents.

Coster, D., K. Ak. van Wet. Amsterdam 29. 3. 1919, Deel 27. Het gebruik van het audion in de draadloze telegrafie.

Danneberg, R., Ztschr. f. d. phys. u. chem. Unterr. **33**, 1, S. 4, 1920. Experimenteller Nachweis der Phasenverschiebung bei einem Wechselstrom durch den Lichtbogen bzw. durch das Telephon.

Drysdale, C. V., Electrician **84**, 4, S. 80, 1920. A Universal Inductance and Capacity Testing Bridge.

Eccles, W. H., ebenda 7, S. 162. The Algebra of Ionic Valves.

Ehrenborg, G. Bramwell, Rad. Rev. **1**, 5, S. 220, 1920. Damped Oscillations in Coupled Circuits.

El. Exp. 7, S. 326, 1919. Ref. Rad. Rev. **1**, 4, S. 200, 1920. A Review of Radiotelephony.

Erskine-Murray, J., Rad. Rev. **1**, 5, S. 237, 1920. Wireless World 7, 83, S. 651, 1920. The Transmission of Electromagnetic Waves about the Earth.

Esau, A., Telefunken-Ztg. **4**, 19, S. 41, 1920. Der Empfang von Sendern verschiedener Arbeitsweise und die dabei auftretenden Schwierigkeiten.

Ettenreich, Robert, Sitzungsber. d. Akad. d. Wiss. Wien, Math.-naturw. Kl., Abt. IIa, 128. Bd., 7. Heft, 1919. Reaktionszeit von Kontaktdetektoren. I.

Ever. Eng. Mag. 7, S. 360, 1919. Ref. Rad. Rev. **1**, 4, S. 191, 1920. A High Efficiency 1 KW. Transmitter.

Fleming, J. A., Wireless World 7, S. 499, 1919. Ref. Electrician **83**, S. 463, 1919. Transatlantic Wireless Telephony.

Fry, Thornston C., Phys. Rev. (2) **14**, S. 115, 1919. The Solution of Circuit Problems. Mathematical Methods of Investigation Resulting from the Application of Fourier's Integral.

Grebe, A. H., Rad. Am. News 1, S. 58, 1919. Ref. Rad. Rev. **1**, 4, S. 200, 1920. The Auto Radiophone.

Gruner, Chr., Telefunken-Ztg. **4**, 19, S. 50, 1920. Die Funkentelegraphie auf kleineren und mittleren Schiffen.

Holm, Ragnar, Arch. f. Elektrot. 8, 11, S. 371, 1920. Über die Berechnung von Übertragern für Telephonzwecke.

Howe, G. W. O., Rad. Rev. **1**, 5, S. 225, 1920. The High-Frequency Resistance of Wires and Coils.

Jewett, F. B., Rad. Am. News 1, S. 71, 1919. Developments in Wireless Telephony.

Jordan, Fr., Ztschr. f. Fernmeldetechnik **1**, 3, S. 29, 1920. Über objektive Untersuchung von Mikrophonen.

Journal télégraphique 43, 12, S. 193, 1919. L'heure au point de vue de la radiotélégraphie.

Kollatz, C. W., Ztschr. f. Feinmech. **27**, 17—18, 1919. Der Fernhörer in der drahtlosen Telegraphie.

Krumm, L. R. and **W. H. Taylor,** Wireless Age **6**, September S. 11, Oktober S. 9, 1919. Wireless in the A. E. F.

Küpfmüller, K., Telegr. u. Fernspr. Techn. 8, 11, S. 184, 1920. (Ref. über

Digitized by Google

C. Gutton, La lampe-valve à trois électrodes, Rev. Gén de l'Él. 5, 17, 1919.) Messungen an Kathodenröhren.

Latour, Marius, Bull. Soc. Fr. des Él. 9, 82, S. 465, 1919. Amplificateurs divers.

v. Laue, M., Ann. d. Phys. (4) 58, S. 695, 1919. Unter welchen Bedingungen kann man von einem Elektronengas reden?

Leib, A., Telefunken-Ztg. 4, 19, S. 56, 1920. Drahtloser Notruf für Schiffe.

Löwy, Heinrich, Phys. Ztschr. 20, S. 416, 1919. Eine elektrodynamische Methode zur Erforschung des Erdinnern. (Dritte Mitteilung.) Versuche von Helmut Kröncke in Deutschsüdwestafrika.

Maclachlan, N. W., Rad. Rev. 1, 5, S. 239, 1920. A Comparative Method of Testing Thermionic Valves for Passing no Reverse Current.

Meißner, A. und E. Scheiffler, Ztschr. f Fernmeldetechnik 1, 3, S. 35, 1920. (Schluß). Über den Überlagerungsempfang.

Naturwissenschaften 8, 2, S. 38, 1920. Das Kryptophon, ein Mittel zur Geheimhaltung von Telephongesprächen.

Nesper, Eugen, Helios 26, 9, S. 101, 1920. Fortschritte der drahtlosen Nachrichtenübermittlung.

Noller, C. W., Rad. Am. News 1, S. 70, 1919. Ref. Rad. Rev. 1, 4, S. 192, 1920. Low Potential Radio Frequency Arc.

Pedersen, P. O., Electrician 83, S. 523, 1919. Ref. Telegr. u. Fernspr. Techn. 8, 11, S. 183, 1920. Ein neues Wechselstrom-Potentiometer für Messungen an Fernsprechkreisen.

Plummer, H. C., Phil. Mag. 38, S. 732, 1919. On the Form of the Trailing Aerial.

van der Pol, Balth., ebenda S. 352. Ref. Rad. Rev. 1, 5, S. 251, 1920. A. Method of Measuring without Electrodes the Conductivity at Various Points along a Glow Discharge and in Flames.

Porstmann, W., Prometheus 31, 19, S. 149, 1920. Drahtloser Kompaß.

Press, A., Electrician 84, 2, S 35, 1920. Triode Amplifications and Detector Sensitivity.

Priest, Irvin G. and K. S. Gibson, Phys. Rev. (2) 14, S. 188, 1919. Report on the Applicability of Ultra-Violet Rays to Signaling.

Rad. Rev. 1, 5, S. 241, 1920. Ref. über S. R. Humby and B. F. J. Schonland (Electrician 83, S. 443, 1919). The Wavelengths Radiated from Oscillating Valve Circuits.

— ebenda S. 242. Ref. über Balth. van der Pol (Electrician 83, S. 225, 251, 1919). A Simple Derivation of the Formulae for the Resonance Curves of a Damped Vibration and some Properties Thereof.

Ripley, C. M., El. Exp. 7, S. 210, 1919. „Hello, Europe!“ — via Radio.

Robinson, J., Rad. Rev. 1, 5, S. 213; 6, S 265, 1920. A Method of Direction Finding of Wireless Waves and its Applications to Aerial and Marine Navigation.

Round, H. J., ebenda 5, S. 235; 6, S. 289, 1920. Direction and Position Finding.

Rückert, Ernst, Diss. Greifswald 1918 (Ann. d. Phys. [4] 55.) Brechung und Absorption des Wassers für meterlange elektrische Wellen.

Schäfer, Hans, Prometheus 31, 5, S. 35; 6, S. 43; 7, S. 51, 1920. Die gerichtete Funkentelegraphie im Felde und der Richtempfang.

Digitized by Google

Schmitt, C., L'Électricien 49, S. 187, 1918. Ref. Rad. Rev. 1, 4, S. 200, 1920. Recent Progress in Radiotelephony.

Silsbee, F. S. and **R. K. Honaman**, Phys. Rev. (2) 14, S. 197, 1919. Electrical Conduction in Porcelain.

Smith, A. W., ebenda S. 356. Ref. Rad. Rev. 1, 4, S. 191, 1920. A Note on the Comparison of Inductance, or of an Inductance and a Capacity, by an Electrometer Method.

Telefunken-Ztg. 4, 19, S. 27, 1920. Die leitungsgerichtete Radiotelegraphie und Telephonie.

Telegr. u. Fernspr. Techn. 8, 11, S. 185, 1920. (Ref. über W. S. Barrell Wireless World 7, 76—78, 1919). Kathodenröhren.

Thurn, H., Telefunken-Ztg. 4, 19, S. 4, 1920. Das Reichsfunknetz.

Vallauri, G. e **G. De Luigi**, Pubbl. dell' Ist. Elettr. e Radiotel. d. R. Marina, Nr. 6, 1919. Ricevitori radiotelegraphici della R. Marina.

Wallot, J., Ann. d. Phys. (4) 60, S. 734, 1919. Der senkrechte Durchgang elektromagnetischer Wellen durch eine Schicht räumlich veränderlicher Dielektrizitätskonstante.

White, W. C., El. Exp. 7, S. 232, 1919. Ref. Rad. Rev. 1, 4, S. 197, 1920. The Pliotron Oscillator.

Wireless Age 6, S. 19, 1919. Ref. Rad. Rev, 1, 4, S. 192, 1920. Löwenstein's Quenched Gap.

— ebenda 7, S. 31. Ref. Rad. Rev. 1, 4, S. 192, 1920. Improvements in Radiotelegraphic Apparatus.

Kurze Mitteilungen.

Britisches Reichsfunknetz. Über den Plan eines britischen Reichsfunknetzes wurde schon im Heft 5 dieses Bandes berichtet (S. 439). Inzwischen hat der Plan greifbarere Gestalt angenommen. The Electrician (12. 3. 20) äußert sich dazu wie folgt:

„Einzelheiten von Vorschlägen, die dem Reichsunterausschuß für drahtlose Telegraphie seitens der Markonigesellschaft bezüglich der Schaffung „eines Netzwerkes drahtloser Verbindungen entsprechend den Bedürfnissen des gesamten britischen Reiches" gemacht wurden, sind uns zugegangen. Der Plan sieht die Anlage von Haupt- und Nebenlinien vor, welche die Verbindung zwischen dem Mutterland und jedem beliebigen Teil des Reiches ermöglichen und ferner gestatten, die Verbindung von jeder Stelle des Reiches mit seefahrenden Schiffen zwischen 60° nördl. und 50° südl. Br. herzustellen. Dazu müßten 26 Hauptstationen (davon 5 Heimatstationen) gebaut werden und außerdem wäre eine Reihe von einigen tausend Nebenstationen erforderlich, sämtlich britisches Eigentum. Die weiße Besatzung würde einer Reserveformation der Armee oder Marine angehören und hätte im Mobilisierungsfalle auf ihrem Posten zu bleiben. Die Markonigesellschaft macht das Angebot, auf eigene Kosten Bau, Unterhaltung und Betrieb des gesamten Netzes zu übernehmen und an jede Regierung, in deren Territorium die Stationen liegen, 25% der Reineinnahmen abzuführen. Auf Wunsch würden nach 30 Jahren die Stationen kostenfrei in das Eigentum der betreffenden Regierung übergehen, eventuell wäre die Gesellschaft bei entsprechender Abfindung auch zu einer früheren Übergabe bereit. Die Regierungen sollen ferner das Recht haben, die Stationen während der Dauer eines Kriegszustandes zu übernehmen. Die Bedingungen des An-

gebotes verlangen, seitens der betreffenden Regierung die Erteilung aller erforderlichen Lizenzen für eine Periode von 30 Jahren, die Bewilligung von Erleichterungen aller Art beim Erwerb des Geländes sowie den Bau der notwendigen Telegraphen- und Telephonlinien; ferner soll die Gesellschaft das Recht behalten, das System auf fremde Länder auszudehnen, vorausgesetzt, daß der britische Verkehr stets den Vorzug vor dem fremden hat. Die Regierungen sollen weiter die Zuweisung geeigneter internationaler Wellenlängen für die Stationen des Netzes sicherstellen sowie dafür Sorge tragen, daß Stationen anderer Gesellschaften weder die Erlaubnis erhalten, veraltete Apparate zu benutzen, noch mit Wellenlängen zu arbeiten, die geeignet wären, den Betrieb des britischen Netzes zu stören. Für die technische Ausführung ist weiter Spielraum gelassen; immerhin steht fest, daß alle Haupt- und Zubringerstationen ungedämpfte Wellen verwenden sollen, bei Betrieb mit Hochfrequenzmaschine oder Röhre. Röhrensender von 100 KW. Leistung sind entwickelt worden, und es steht zu erwarten, daß eine Antennenenergie von 75 KW. erreichbar ist. Ein Antennenstrom von 300 Ampere liegt in den Grenzen der Möglichkeit und das Problem, die Oberwellen der Röhre zu unterdrücken, ist ebenfalls erfolgreich angegriffen worden. Empfangsantennen nach dem System Franklin werden zur Anwendung kommen. Es ist dies eine Weiterentwicklung des Richtungsfinders nach Bellini-Tosi, welche die Eigenschaft hat, innerhalb bestimmter Grenzen nur aus einer einzigen Richtung Zeichen zu empfangen. Eine Anzahl Empfangsstationen kann daher an demselben Platze aufgestellt werden. Gegengewichte sind nicht erforderlich. Man hat gefunden, daß eine solche Antennenanordnung die atmosphärischen Störungen auf ein Minimum reduziert.

Es mag undankbar sein, einem geschenkten Gaul in das Maul zu sehen, aber trotzdem hoffen wir, daß der Reichsausschuß diese Vorschläge recht sorgfältig prüfen möge. Obgleich wir der Markonigesellschaft die gerechte Anerkennung für ihren Anteil an der Entwicklung der drahtlosen Telegraphie in technischer und wirtschaftlicher Hinsicht, nicht vorenthalten wollen, so können wir doch gewisse Punkte nicht übersehen, welche offenbar darauf zielen, womöglich ein funkentelegraphisches Weltmonopol zu schaffen. Die Bildung eines derartigen Monopols zu gestatten, hieße sicherlich eine wachsende Wissenschaft, wie die drahtlose Telegraphie, ungünstig beeinflussen. Was wir wünschen, ist ein Wettspiel von Ideen und Methoden, welches uns zu einem für alle Zwecke geeigneten System führen wird. Bis wir dahin kommen, ist noch viel Arbeit zu leisten, und daher ist lebhaft zu wünschen, daß die Freiheit des Arbeitens gewahrt bleibt."

Prof. Dr. Ing. W. Rogowski hat den Ruf als ordentlicher Professor für Elektrotechnik an die Technische Hochschule Aachen angenommen.

Bemerkung zum Referat über die Schottkysche Arbeit in Heft 4, S. 326 folgende:

In diesem Referat sind die Figuren nicht an die richtigen Seiten gesetzt. Fig. 1 gehört zum Text auf S. 334, Fig. 2 zum Text auf S. 336 und Fig. 3 zum Text auf S. 338.

Digitized by Google

aler
rung
Bau
esell-
nnen.
nden
naler
dafür
rbnis
n zu
tören.
erhin
Wellen
Röhre.
nd es
reich-
n der
ikken,
n dem
s eine
he die
Rö-
daher
erfor-
atmo-

sehen.
recht
echte
Tele-
alten
enbar
affen.
eine
eein-
oden.
Bis
bhaft

essor
.

ft 4,

ge-
und

Digitized by Google

Digitized by Google

Digitized by Google

Digitized by Google

YE 03932

Digitized by Google

Digitized by Google

Digitized by Google

Digitized by Google